ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ

Н. М. ИЗЮМОВ и Д. П. ЛИНДЕ

ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

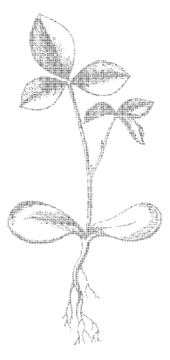
УЧЕБНАЯ СЕРИЯ

Выпуск 578

Н. М. ИЗЮМОВ и Д. П. ЛИНДЕ

ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ

Издание второе, переработанное







ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1965 ЛЕНИНГРАД

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:
Берг А. И., Бурдейный Ф. И., Бурлянд В. А., Ванеев В. И., Геништа Е. Н., Жеребцов И. П., Канаева А. М., Корольков В. Г., Кренкель Э. Т., Куликовский А. А., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Шамшур В. И.

УДК 621.37
И 32

Эта книга относится к серии учебников для самообразования. В ней систематически изложены основные физические явления и законы, используемые в радиотехнике, и описаны принципы работы различных радиотехнических устройств.

Предназначена она для радиолюбителей, радиооператоров, радиомехаников и широкого круга работников других специальностей, занимающихся эксплуатацией радиотехнических устройств и желающих самостоятельно повысить свою радиотехническую квалификацию.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиотехника в нашей стране стала важнейшей отраслью техники, решающей крупнейшие задачи экономического, технического и культурного прогресса. С каждым годом расширяется фронт применения радиотехники и вместе с тем развивается радиолюбительство. Программа КПСС предусматривает дальнейшее интенсивное развитие многих отраслей радиотехники и электроники, намечает завершение радиофикации страны. Все это повышает тягу к радиотехническим знаниям у советских людей и среди радиолюбителей — к систематизации этих знаний.

Чтобы удовлетворить возросшие потребности наших читателей в систематизации своих знаний, редакция МРБ еще в 1958 г. начала издание Учебной серии, в которой вышло уже пять учебных пособий: Н. М. Изюмов и Д. П. Линде, Основы радиотехники; Н. В. Бобров, Радиоприемные устройства; Г. С. Цыкин, Усилители электрических сигналов; А. М. Меерсон, Радиоизмерительная техника; И. П. Жеребцов, Основы электроники. Все эти книги быстро разошлись, и редакция предпринимает теперь переиздание ряда учебных пособий из этой серии.

Мы начинаем переиздание Учебной серии с данной книги. При втором ее издании оставлено прежнее основное направление, круг рассматриваемых вопросов и характер изложения, но пересмотрены объемы отдельных разделов и содержание их дополнено рядом современных сведений. Вместе с тем изменена методика рассмотрения отдельных вопросов. Книга эта должна заложить основы радиотехнических знаний, познакомить читателя с важнейшими физическими явлениями и законами, используемыми в радиотехнике, выработать правильный подход к изучению радиоустройств и ввести в круг идей современной радиотехники.

Вопрос о том, что следует понимать в настоящее время под радиотехникой, далеко не прост, поскольку радиотехника исключительно широко разрослась, разветвилась и переплелась с другими отраслями науки и техники. Собственно под радиотехникой следует понимать использование электромагнитного излучения для целей получения информации от удаленного источника. Эта задача может быть решена с помощью передающего, излучающего и приемного устройств при наличии благоприятных условий для распространения электромагнитных волн. Поэтому в книге читателю даются сведения, необходимые для понимания работы радиопередающих, радиоприемных и излучающих устройств, а также излагаются особенности распространения радиоволн. В одной книге невозможно, конечно, охватить все многообразие схем и устройств, используемых в радиотехнике, поэтому внимание здесь сосредоточено на важнейших, наиболее типичных из них.

Авторы стремились сделать книгу максимально простой и доступной для массового читателя. Однако, несмотря на использование только простейших алгебраических преобразований и основных формул тригонометрии, в ней приводятся строгие доказательства важнейших положений. Только в немногих частных случаях, когда дать элементарное математическое описание не представляется возможным, оно заменяется качественным объяснением физической стороны явлений.

Поскольку данная книга — учебник, то в ней, естественно, читатель не найдет занимательных рассказов о радиотехнике. Она рассчитана на читателя, желающего ценой определенных усилий овладеть основами радиотехнических знаний. Для такого читателя занимательность заключена в проникновении в сущность явлений и приобретении навыков, необходимых для понимания действия радиоустройств.

Эта книга может быть использована для пополнения и систематизации знаний радиолюбителями и радистами, имеющими первоначальную радиотехническую подготовку, а также работниками других специальностей, имеющими дело с эксплуатацией радиоустройств.

Главы 7, 8, 9 и 13 написаны Н. М. Изюмовым, остальные — Д. П. Линде.

Редакция и авторы просят читателей присылать свои отзывы об этой книге, а также пожелания по дальнейшему выпуску учебных пособий МРБ (темы новых книг Учебной серии, какие учебники следует переиздать) по адресу: Москва Ж-114, Шлюзовая набережная, 10, издательство «Энергия».

Редакция Массовой радиобиблиотеки

СОДЕРЖАНИЕ

Глава пятая

ДЛИННЫЕ ЛИНИИ

Глава шестая

АНТЕННЫ

Глава седьмая

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Глава восьмая

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Глава девятая

УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Глава десятая

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Глава одиннадцатая

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Глава двенадцатая

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Глава тринадцатая

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Глава четырнадцатая

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИКИ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПРИНЦИПЫ РАДИОСВЯЗИ

1-1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛНАХ

В конце XIX столетия были открыты и исследованы свойства невидимых электромагнитных волн, способных распространяться на огромные расстояния. Эти волны были названы радиоволнами, так как слово «радио» происходит от слова радиация, что означает излучение.

Обобщая обширный опытный материал, собранный естествоиспытателями, английский физик Д. Максвелл создал в 60-х годах прошлого столетия теорию электромагнитного поля, установившую общую природу световых волн и радиоволн, а также законы их распространения.

В дальнейшем были изучены другие виды излучения: ультрафиолетовое, инфракрасное, рентгеновское и т. п. Исследования показали, что, несмотря на различия между всеми этими видами излучения, природа их одна и та же: все они представляют собой электромагнитные волны, а особенности их физических проявлений определяются различием в длине волны.

В 1886—1888 гг. немецкий физик Г. Герц экспериментально подтвердил основные выводы теории Максвелла, показав, что законы распространения, отражения и преломления радиоволн аналогичны законам распространения света.

При создании электромагнитной теории света Максвелл сразу же столкнулся с большой трудностью. Все известные до этого волнообразные движения материи объяснялись механическими движениями и упругими взаимодействиями частиц тех сред, в которых они происходят. Например, распространение волн на поверхности воды объясняется действием сил внутреннего трения и поверхностного натяжения воды, распространение звука — упругими деформациями в среде или колебаниями молекул газа. В вакууме распространение этих колебаний невозможно.

Как же объяснить то, что световые волны беспрепятственно распространяются в мировом пространстве, которое можно считать почти идеальным вакуумом? Максвелл предположил, что все мировое пространство заполнено каким-то неощутимым видом материи, названной им эфиром, а распространение электромагнитных волн, в том числе и света, объясняется колебаниями частиц эфира.

Это движение, или смещение, частиц эфира было названо током смещения. И действительно, если в какой-нибудь вакуумный сосуд

поместить две пластины и соединить их с источником переменной э. д. с., то на помещенную поблизости магнитную стрелку будет действовать переменное магнитное поле так, как это происходило бы, если бы в пространстве между электродами протекал по проводу реальный электронный поток, который принято называть конвекционным током.

Несмотря на то, что с количественной стороны опыт дает полное совпадение с теорией, объяснение качественной стороны явлений такой механической моделью оказалось необоснованным.

Все дальнейшие попытки физиков посредством самых тонких и остроумных экспериментов обнаружить эфир и выявить его свойства не только ничего не дали, но и показали, что если предположить существование эфира, то нельзя объяснить многие физические явления. Поэтому в настоящее время считают это понятие лишенным какого-либо реального физического смысла, хотя оно еще часто используется в обиходе.

Вместе с тем экспериментальная физика накапливала все новые и новые данные о свойствах электромагнитных волн. Замечательные опыты П. Н. Лебедева, проведенные в 1901 г., позволили обнаружить и измерить давление света. Было доказано, что частица, излучающая электромагнитные волны, теряет часть своей массы. Наконец, изучение элементарных ядерных частиц и их реакций показало, что при некоторых условиях могут происходить превращения частиц в электромагнитное излучение и, наоборот, возможно наблюдать переход электромагнитного излучения в электрически заряженные частицы. Было открыто, что, с одной стороны, электроны ведут себя как элементарные частицы материи, а с другой стороны, они обладают и некоторыми свойствами волн, например способностью к дифракции, т. е. огибанию препятствий. В свою очередь электромагнитное излучение обладает корпускулярными, прерывными свойствами, т. е. свойствами потока мельчайших частиц.

Все эти факты привели к выводу, что электромагнитные волны представляют собой особую форму движущейся материи.

Теория электромагнитного поля Максвелла, за исключением гипотезы об эфире, правильно отражает объективную физическую реальность, являясь обобщением основных законов электричества, установленных опытным путем. В ней содержится очень важный вывод, что переменное электрическое поле порождает переменное магнитное поле. Если же учесть, что закон электромагнитной индукции устанавливает обратную зависимость, то следует заключить, что переменные электрические и магнитные поля всегда существуют совместно и связаны друг с другом определенной количественной зависимостью. Переменное электрическое поле создает переменное магнитное поле, а переменное магнитное поле создает переменное электрическое поле.

Излучение электромагнитных волн может происходить вследствие изменения уровня энергии электронов при переходе их с одной электронной оболочки атома на другую, при различного рода ядерных реакциях, при взаимодействии элементарных частиц. Однако излучение электромагнитных волн, возникающее при этом, чаще всего оказывается «жестким», т. е. колебания происходят с чрезвычайно высокой частотой. Возникающие при этом волны быстро затухают и поэтому не могут быть использованы для целей связи. Но в последние годы использование излучения электронов при изменении их уровней энергии в твердом теле привело к созданию квантовых

генераторов огромной мощности, которые находят все большее и большее применение.

Излучение электромагнитных волн может быть вызвано также свободными электронами, двигающимися с ускорением. Работа, затрачиваемая на их ускорение, частично преобразуется в энергию электромагнитного излучения.

Очевидно, что создать ускоренное движение электронов в одном направлении длительно практически невозможно, поэтому приходится ускорение в одном направлении сменять замедлением, т. е. ускорением обратного знака. Подобный цикл может быть повторен неоднократно. Это можно осуществить путем присоединения каких-

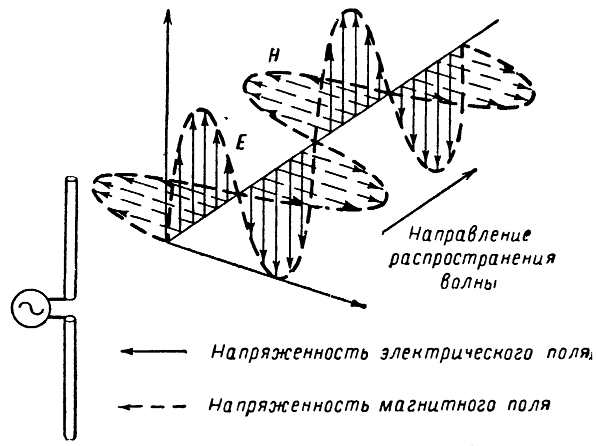


Рис. 1-1. Структура полей электромагнитной волны.

либо проводников к зажимам источника переменной э. д. с., под действием которой свободные электроны проводника начинают совершать колебательное движение, создавая электромагнитное излучение в окружающем пространстве. Такой проводник, преобразующий энергию источника переменной э. д. с. в энергию электромагнитных волн, называется а н т е н н о й.

Теория Максвелла позволила установить, что скорость распространения электромагнитных волн в какой-либо среде

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}}, \qquad (1\text{-}1)$$

где c — скорость распространения света в вакууме;

ε — диэлектрическая проницаемость среды;

μ — магнитная проницаемость среды.

Для воздуха $\varepsilon \approx \mu \approx 1$ и скорость распространения электромагнитных волн близка к скорости света в вакууме:

$$v \approx c \approx 300\,000 \textit{ км/сек}.$$

Колебания электронов в антенне создаются источником периодически изменяющейся э. д. с. с периодом T. Если в некоторый момент

времени мгновенное значение электромагнитного поля у антенны имело максимальную величину, то такую же величину оно будет иметь спустя время T. За это время существовавшее в начальный момент у антенны электромагнитное поле переместится на расстояние

$$\lambda = vT. \quad (1\text{-}2)$$

Минимальное расстояние между двумя точками пространства, поле в которых имеет одинаковое значение называется **длиной волны**. Как следует из выражения (1-2), длина волны λ зависит от скорости распространения и периода колебаний электронов в антенне. Так как частота тока $f = 1/T$, то длина волны

$$\lambda = \frac{v}{f}. \quad (1\text{-}3)$$

На основании теории Максвелла и из опыта можно установить, что электромагнитные волны представляют собой волны поперечного типа: в любой момент времени и в любой точке направления действия магнитного и электрического поля волны перпендикулярны направлению ее распространения; при этом направление электрического поля всегда перпендикулярно направлению магнитного поля (рис. 1-1).

1-2. ОБЩАЯ СХЕМА РАДИОСВЯЗИ

Может возникнуть вопрос, нельзя ли для того, чтобы передать с помощью радиоволн человеческую речь, звуковые колебания превратить в электрические, а последние с помощью антенны преобразовать в электромагнитные волны, чтобы затем в приемном пункте эти электромагнитные волны снова преобразовать в звук?

Колебания, создаваемые голосом, являются колебаниями низких частот, лежащих обычно в пределах 75—3 000 *гц*. Используя формулу (1-3), легко показать, что такие колебания создадут волны длиной 4 000—100 *км*. Антенны же могут эффективно излучать только тогда, когда их размеры соизмеримы с длиной волны. Поэтому передача колебаний с такими длинами волн оказывается практически невозможной.

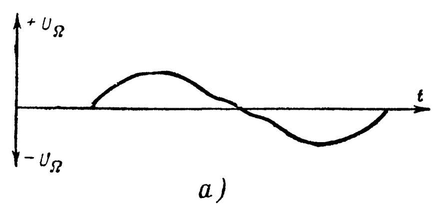
Если учесть, что можно построить антенны с размерами, не превышающими нескольких сотен метров, то становится ясным, что для радиосвязи можно использовать волны, длина которых меньше нескольких километров. Такие электромагнитные волны создаются колебаниями с частотами, во много раз превышающими частоты звуковых колебаний. Для передачи с их помощью колебаний звуковой частоты или условных сигналов изменяют амплитуду, частоту или фазу тока высокой частоты в соответствии с законом передаваемого колебания звуковой частоты или создают по определенному коду перерывы в передаче. Изменение амплитуды, фазы или частоты тока или же введение в передачу перерывов по определенной программе называется **модуляцией**.

На рис. 1-2 приведены графики передаваемого звукового сигнала и амплитудно-модулированных колебаний, которые получаются в том случае, когда по закону передаваемого сигнала изменяется амплитуда высокочастотных колебаний.

Таким образом, всякое радиопередающее устройство должно состоять из трех основных элементов: генератора переменной э. д. с.,

прибора, с помощью которого осуществляется модуляция, и антенны.

В приемном пункте должно находиться устройство, преобразующее энергию электромагнитных волн в энергию электрических колебаний, т. е. приемная антенна. К антенне, расположенной в приемном пункте, приходят электромагнитные волны, излучаемые разными передатчиками, работающими на различных частотах. Чтобы принимать сигналы только одной станции, необходимо иметь избирательное устройство, способное выделить из колебаний различных частот только те колебания, которые передаются нужной радиостанцией. Для решения этой задачи используются электрические колебательные контуры, настраиваемые на частоту принимаемой радиостанции.



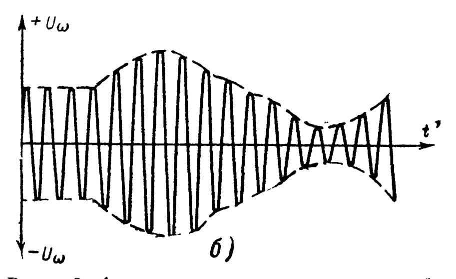


Рис. 1-2. Амплитудно-модулированные колебания.

а — передаваемый сигнал; *б* — высокочастотные колебания, модулированные по амплитуде.

Выделенные с помощью контура высокочастотные колебания нужно подвергнуть обратному преобразованию, т. е. получить из них токи или напряжения, изменяющиеся в соответствии с законом модуляции колебаний в передатчике. Для решения этой задачи приемник должен иметь специальное устройство, которое называют детектором.

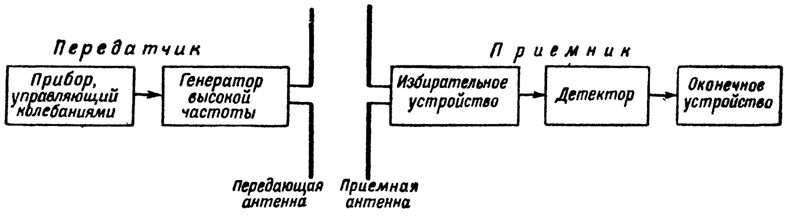


Рис. 1-3. Структурная схема линии связи.

Наконец, выделенный сигнал нужно подать на некоторое оконечное устройство, которое запишет его или позволит человеку воспринимать его в виде звука или света. Следовательно, радиоприемное устройство должно содержать в себе обязательно антенну, избирательное устройство, детектор и оконечное устройство.

Таким образом, структурная схема радиосвязи имеет вид, изображенный на рис. 1-3.

1-3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В РАДИОТЕХНИКЕ

Какие же волны используются в современной радиотехнике? Исследования показали, что условия распространения радиоволн существенно различаются в зависимости от их длины. Это определяется различием в прохождении волн, излученных антенной вдоль земной поверхности (так называемого земного луча), и волн, излученных под некоторым углом к горизонту (так называемого пространственного луча). Оба этих луча показаны на рис. 1-4.

Земной луч, проходя вдоль поверхности земли, наводит в ней переменные токи, которые встречают тем большее сопротивление, чем выше рабочая частота. Поэтому с ростом частоты возрастает поглощение энергии земного луча.

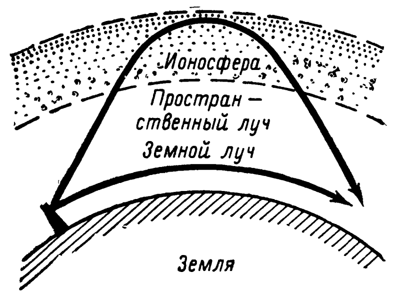


Рис. 1-4. Распространение радиоволн.

Пространственный луч попадает в верхние сильно ионизированные слои атмосферы (так называемую ионосферу). Под действием пришедшей электромагнитной волны свободные заряды в ионизированных слоях совершают упорядоченное колебательное движение, что является причиной возникновения нового излучения, часть которого может вернуться на землю. Иначе говоря, происходит отражение радиоволн от ионосферы. Однако не вся энергия падающей на нее волны переходит в отраженную волну (часть ее превращается в тепло). Теория и опыт показали, что доля поглощенной энергии возрастает с увеличением длины волны (т. е. с уменьшением частоты).

На волнах более 3 000 *м* поглощение в земной поверхности оказывается очень малым, а поглощение в ионосфере очень большим. Благодаря тому, что эти волны, кроме того, хорошо огибают земную поверхность, с помощью земного луча удается осуществлять связь на расстояния в несколько тысяч километров. Из-за сильного поглощения в ионосфере пространственный луч не может быть использован для связи.

Волны, длина которых превышает 1 000 *м*, называют длинными (соответствующие им частоты меньше 300 *кгц*).

На более коротких волнах (от 1 000 до 100 *м*), которые принято называть средними волнами, поглощение земного луча возрастает, и связь с его помощью может осуществляться только на сравнительно небольшие расстояния; однако начинает появляться достаточно интенсивный отраженный от ионосферы пространственный луч, за счет которого дальность связи также может достигать порядка нескольких тысяч километров. Диапазону средних волн соответствуют частоты от 300 *кгц* до 3 *Мгц*.

На волнах коротковолнового диапазона, к которому принято относить волны от 100 до 10 *м* (чему соответствуют частоты от 3 до 30 *Мгц*), поглощение в земле становится столь большим, что практически связь на расстояниях свыше нескольких десят-

ков километров земным лучом становится невозможной, зато поглощение пространственного луча в ионосфере резко уменьшается, и связь может осуществляться на огромные расстояния с помощью волн, отраженных от ионосферы.

Более короткие волны, которые получили название ультракоротких (длина волны менее 10 *м*), проходят сквозь ионосферу, обычно не испытывая отражения. По мере укорочения волны свойства радиоволн все более и более приближаются к свойствам световых волн.

Ультракороткие волны уже почти не обладают способностью огибать земную поверхность, поэтому связь с помощью их может практически осуществляться только в пределах зоны прямой видимости. Это, конечно, снижает возможности использования ультракоротких радиоволн, но, с другой стороны, благодаря этому исключаются взаимные помехи радиостанций, расположенных на расстояниях более нескольких десятков километров. Атмосферные и промышленные помехи практически отсутствуют в этом диапазоне.

Необходимо, однако, заметить, что при особых состояниях нижних слоев атмосферы волны метрового диапазона преломляются в них и также могут возвращаться к земле. Изучение этого явления позволяет все шире и шире использовать его для целей дальней связи и приема телевизионных передач на больших расстояниях.

Использование ультракоротких волн открыло целый ряд интересных возможностей перед радиотехникой. Малая длина волны позволяет создавать сложные антенные системы, концентрирующие излучение только в определенных нужных направлениях. Только на ультракоротких волнах оказывается возможным построение радиолокационных, телевизионных станций, линий телеуправления и целого ряда других специальных устройств. Поэтому диапазон ультракоротких волн привлекает в последние годы особое внимание радиоспециалистов. В настоящее время уже находят практическое применение волны длиной в несколько миллиметров. Использование более коротких волн ограничивается лишь трудностями построения генераторов колебаний столь высоких частот.

На практике производят дополнительное разделение названных выше диапазонов. Так, диапазон ультракоротких волн разделяют на диапазон метровых волн (волны длиной от 10 до 1 *м*, чему соответствуют частоты от 30 до 300 *Мгц*), дециметровый диапазон (волны от 1 *м* до 10 *см*, чему соответствуют частоты от 300 *Мгц* до 3 *Ггц*), сантиметровый диапазон (волны от 10 до 1 *см*, чему соответствуют частоты от 3 до 30 *Ггц*), миллиметровый диапазон (волны от 1 *см* до 1 *мм*, чему соответствуют частоты от 30 до 300 *Ггц*).

В настоящее время производится успешное освоение диапазона субмиллиметровых волн (волны короче 1 *мм*). Созданные в последние годы квантовомеханические генераторы открыли эпоху использования мощных источников светового излучения. Это достижение современной радиоэлектроники открывает перспективу применения излучения оптического диапазона для целей радиосвязи не только в пределах Земли, но и на космические расстояния.

Нужно отметить, что в литературе еще встречается иное разделение радиоволн на диапазоны. В соответствии с прежним Международным соглашением длинными называли волны свыше 3 *км*, средними — волны от 3 *км* до 200 *м* промежуточными — волны от 200 до 50 *м* и короткими — волны от 50 до 10 *м*.

1-4. КРАТКИЙ ОЧЕРК РАЗВИТИЯ РАДИОТЕХНИКИ

Впервые в мире радиосвязь была осуществлена 24 марта 1896 г. А. С. Поповым на расстояние около 250 *м*.

В передатчике Попова (рис. 1-5) источник постоянного тока питал преобразователь, на выходе которого создавалось высокое напряжение. Оно подводилось к двум относительно длинным проводам, разделенным разрядным промежутком, которые выполняли роль антенны. Когда напряжение на проводах антенны превышало напряжение пробоя воздушного промежутка, возникал искровой разряд и в антенной цепи возбуждались затухающие электрические колебания, создававшие в окружающем пространстве электромагнитное излучение. Управление этим излучением осуществлялось с помощью теле-

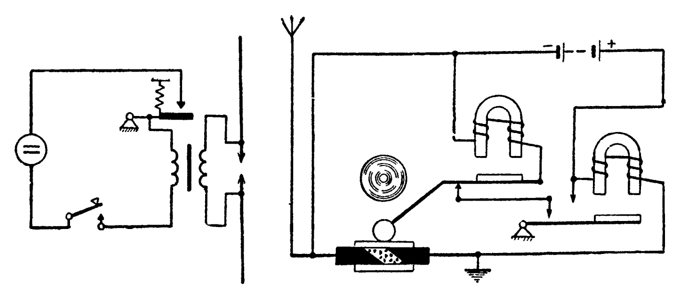


Рис. 1-5. Передатчик (слева) и приемник (справа) А. С. Попова.

графного ключа, через который замыкалась цепь питания преобразователя. Нажимая и размыкая ключ, можно было создавать электромагнитные сигналы, пользуясь телеграфной азбукой Морзе.

Радиоприемное устройство А. С. Попова состояло из приемной антенны, в цепь которой включался когерер — стеклянная трубка, заполненная металлическими опилками. При появлении переменных токов в цепи приемной антенны происходило спекание отдельных частиц металлического порошка, вследствие чего сопротивление когерера резко падало. Через когерер замыкалась также цепь звонка или обмотка реле пишущего механизма телеграфного аппарата. При уменьшении сопротивления когерера в цепи звонка возникал ток, молоточек звонка ударял по чашечке и телеграфный сигнал мог быть принят на слух или записан аппаратом. При обратном ходе молоточек звонка встряхивал когерер, восстанавливая его первоначальное состояние. Здесь когерер играл роль детектора, а звонок — оконечного устройства.

Приемное устройство такого типа впервые было продемонстрировано А. С. Поповым 7 мая 1895 г. на заседании Физико-химического общества в Петербурге. Этот день и принято считать днем изобретения радио.

А. С. Попов неустанно совершенствовал разработанную им аппаратуру и, если первая радиопередача производилась на расстояние всего в 250 *м*, то уже через полтора года он мог передавать радиограммы на расстояние в несколько километров, а в 1899 г. при операции по спасению крейсера «Адмирал Апраксин» он осуществлял радиосвязь

на расстояние в 40 *км*. В 1901 г. с помощью радиостанции Попова удается установить связь на расстоянии в 150 *км*.

Изобретение Попова получило широкое признание во всем мире. Всюду стали появляться искровые радиотелеграфные станции, только в России косность и полное равнодушие царского правительства, не желавшего видеть огромного значения замечательного изобретения, тормозило развитие радио.

В 1906 г. американский изобретатель Ли де Форест создал первую трехэлектродную электронную лампу, которая открыла новые возможности для радиотехники. В 1913 г. немецкий инженер Мейснер создал первый ламповый генератор. Появившиеся ламповые генераторы и усилители незатухающих колебаний разрешили проблему создания компактных, стабильных, перестраиваемых передатчиков и приемников, с помощью которых стали возможными передача и прием не только телеграфных сигналов, но и человеческой речи, музыки, изображения.

С первых же дней создания Советской власти Коммунистическая партия, руководимая В. И. Лениным, проявила огромную заботу и внимание к развитию радиотехники. По указанию В. И. Ленина в Нижнем Новгороде была создана радиолаборатория, где были сосредоточены важнейшие разработки радиотехнической аппаратуры. В условиях голода, блокады, экономической разрухи коллектив работников лаборатории во главе с М. А. Бонч-Бруевичем создал первые образцы отечественных электронных ламп, и уже в 1920 г. на Ходынском поле под Москвой была построена весьма мощная по тому времени радиотелефонная станция. А еще через 2 года в Москве была построена самая мощная в мире радиовещательная станция. С этого времени Советский Союз неизменно занимает первое место в мире по мощности радиовещательных станций.

В начале 20-х годов под руководством М. А. Бонч-Бруевича были разработаны мощные и сверхмощные генераторные лампы мощностью до 100 *квт*. В 1933 г. под Москвой была построена радиостанция мощностью 500 *квт* в антенне, разработанная коллективом инженеров под руководством А. Л. Минца. А в годы Великой Отечественной войны была создана еще более мощная — самая мощная в мире радиостанция.

В конце 30-х годов и особенно после второй мировой войны стали быстро развиваться и другие отрасли радиотехники: передача изображений по радио — телевидение, управление различными объектами по радио — телеуправление, обнаружение самолетов и судов с помощью отраженных радиоволн — радиолокация, вождение самолетов и судов с помощью радиосредств — радионавигация.

Радиотехнические методы проникают в самые различные отрасли науки и техники: в физику, химию, геологию, медицину, астрономию, математику и т. д. Сейчас невозможно указать ни одной отрасли естественных наук, где бы не использовались те или иные радиотехнические устройства.

1-5. СРЕДСТВА, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В СОВРЕМЕННОЙ РАДИОТЕХНИКЕ

При всем разнообразии решаемых задач радиотехнические устройства строятся в основном из небольшого числа элементов: электронных ламп, транзисторов, активных сопротивлений, катушек индуктивности и конденсаторов. Поэтому при изучении курса радио-

техники в первую очередь надлежит познакомиться с особенностями работы этих элементов.

При соединении таких элементов образуются узлы, приобретающие качественно новые свойства. Таким основным радиотехническим узлом, состоящим из индуктивности и емкости, является колебательный контур, который входит в состав подавляющего большинства генераторов и усилителей, используемых в передатчиках и приемниках.

Контур никогда не бывает изолированной системой, он всегда связывается с другими цепями, входящими в передатчик или приемник. В результате этой связи могут существенно измениться свойства колебательной системы. Такие связанные друг с другом цепи или контуры называются связанными цепями (контурами).

Как было видно из рассмотрения структурных схем передатчика и приемника, в радиотехнических цепях протекают токи самых различных частот. Поэтому часто необходимо отфильтровать токи одних частот от токов других, т. е. токи одних частот пропускать в какую-либо цепь, а токи других частот не пропускать. Эту задачу решают с помощью специальных устройств, называемых электрическими фильтрами, которые составляются из сопротивлений, конденсаторов, катушек, а иногда и из колебательных контуров.

В радиотехнических устройствах часто встречаются системы из электрических проводов, по которым энергия высокочастотных колебаний передается от одной части устройства к другой, например от передатчика к антенне или от антенны к приемнику. Такие системы принято называть фидерными линиями. К ним предъявляется требование возможно полно, без потерь передавать энергию. Когда длина таких линий становится соизмеримой с длиной волны, в их работе проявляется целый ряд интересных особенностей, что позволяет использовать их в качестве индуктивностей, емкостей, колебательных контуров, фильтров и т. п.

Изучение свойств линий позволяет понять многие явления, происходящие в антеннах, в большинстве случаев образованных системой длинных проводов. В зависимости от их конфигурации, подвески над землей, способа питания антенна обладает теми или иными излучающими свойствами. Необходимость же создания антенн с различными характеристиками определяется разным назначением радиостанций и неодинаковыми условиями распространения, зависящими от рабочего диапазона станции: одни радиоволны распространяются в пределах прямой видимости, другие — на тысячи километров, третьи способны многократно обходить земной шар. Знание условий распространения радиоволн необходимо для правильного выбора рабочих волн и антенных устройств.

В настоящее время в большинстве усилителей, генераторов и других важнейших узлов радиоустройств в качестве основного элемента используются электронные лампы или транзисторы (полупроводниковые триоды), главным свойством которых является то, что изменение напряжения на одном из их электродов влияет в значительно большей степени на ток, протекающий в цепи другого электрода, чем изменение напряжения на самом этом электроде. Это дает возможность путем небольших изменений напряжения на первом электроде создавать большие изменения напряжения на втором, т. е. производить усиление переменных напряжений.

С помощью этих же приборов удается осуществлять модуляцию, детектирование и другие преобразования колебаний. В настоящее

время существует много типов ламп и полупроводниковых приборов, предназначенных для выполнения различных функций.

Знание особенностей работы электронных ламп и колебательных контуров позволяет перейти к изучению работы усилителей и генераторов, в большинство которых они входят как два главных составных элемента. Благодаря созданию ламповых генераторов и усилителей стало возможным построение приемников и передатчиков, в которых производится усиление сигналов в миллионы раз.

Из рассмотрения общего принципа строения линии связи можно заключить, что, кроме генерирования и усиления колебаний, в любом радиоустройстве мы всегда встречаемся с различного рода преобразованиями частоты, амплитуды или фазы колебаний. В современных радиоустройствах это чаще всего осуществляется также в ламповых схемах или с применением полупроводниковых приборов.

Следует подчеркнуть, что радиопередающие и радиоприемные устройства не представляют собой простую сумму отдельных рассмотренных ранее узлов. Так же, как при образовании контура из катушки и конденсатора или усилителя из контура и лампы, новое устройство приобретает новые качественные особенности. Их необходимо знать, чтобы понять, для чего нужны его отдельные элементы и что представляет собой законченное радиоустройство, способное выполнять самостоятельные задачи.

Знание принципов построения и работы радиопередающих и радиоприемных устройств позволяет понять сущность новых, чрезвычайно важных отраслей радиотехники, таких, как телевидение, радиолокация, телеуправление и др. В радиоустройствах, служащих для обнаружения самолетов и кораблей, для управления различными агрегатами на расстоянии, в вычислительных машинах и бесконечном множестве других специальных приборов, используемых в самых различных отраслях науки и техники, применяются многообразные импульсные схемы, важнейшие из которых будут рассмотрены в этой книге.

Из этого краткого очерка видно, что радиотехника является стройной и логичной наукой. Все в ней взаимосвязано и вытекает одно из другого. Не поняв предыдущего, нельзя по-настоящему освоить последующее. Поэтому мы рекомендуем читателю при изучении курса придерживаться последовательности изложения, выдержанной в книге.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

2-1. СИНУСОИДАЛЬНО ИЗМЕНЯЮЩИЕСЯ ВЕЛИЧИНЫ И ИХ ВЕКТОРНОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ

В цепях радиотехнических устройств протекают как постоянные, так и переменные токи. **Переменным током** называют ток, величина и направление которого изменяются во времени. Законы изменения тока во времени могут быть самыми разнообразными. Однако чаще всего приходится иметь дело с переменным током, изменяю-

щимся во времени по синусоидальному закону (его называют также гармоническим):

$$i = I_m \sin \omega t, \qquad (2\text{-}1)$$

где i — мгновенное значение тока;

I_m — амплитуда, т. е. максимальное значение тока;

ω — круговая (или угловая) частота.

Любую синусоидально изменяющуюся во времени величину можно представить как проекцию на вертикальную ось некоторого вращающегося вектора (рис. 2-1). За один оборот вектора синусоидально изменяющаяся величина достигает дважды максимального (амплитудного) значения, когда вектор совпадает с вертикальной осью, и его проекция оказывается равной величине вектора. Круго-

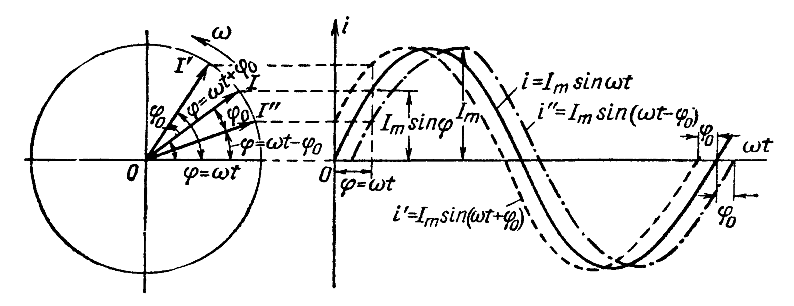


Рис. 2-1. Графики, поясняющие связь между вращающимся вектором и синусоидально изменяющейся величиной.

вая частота вращения вектора ω является круговой частотой синусоидально изменяющейся величины. Она измеряется углом поворота вектора за секунду (обычно в *рад/сек*). Угол поворота вектора относительно горизонтальной оси называется фазой синусоидально изменяющейся величины.

Время полного оборота вектора вокруг своей оси соответствует периоду T синусоидально изменяющейся величины. Величина, обратная периоду, показывает, сколько оборотов совершает вектор за 1 *сек*. Она называется частотой синусоидально изменяющейся величины и измеряется в герцах:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}. \qquad (2\text{-}2)$$

При частоте в 1 *гц* вектор совершает полный оборот за 1 *сек*.

В том случае, когда в начальный момент времени вращающийся вектор I' находится под углом φ_0 к горизонтальной оси, синусоидально изменяющаяся величина имеет начальную фазу φ_0; при этом синусоида с начальной фазой φ_0 оказывается сдвинутой относительно синусоиды с нулевой начальной фазой в сторону меньших значений времени (штриховая кривая на рис. 2-1), т. е. опережает ее на угол φ_0. Уравнение такой синусоидально изменяющейся величины имеет вид:

$$i' = I_m \sin(\omega t + \varphi_0). \qquad (2\text{-}3)$$

Проекция третьего вектора I'', вращающегося с той же скоростью и расположенного по другую сторону от вектора I, представляет собой синусоидально изменяющуюся величину, отстающую от первой на угол φ_0 (штрих-пунктирная кривая на рис. 2-1). Ее уравнение имеет вид:

$$i'' = I_m \sin(\omega t - \varphi_0). \tag{2-3a}$$

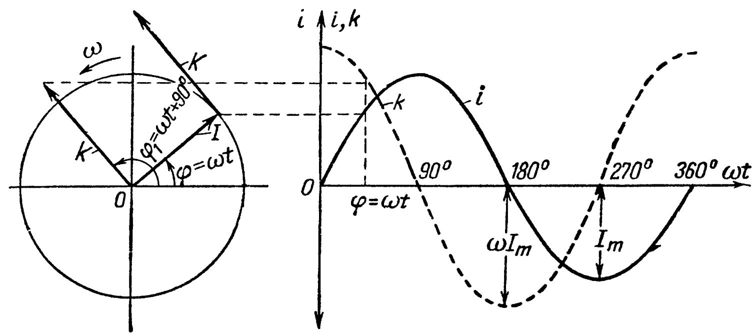


Рис. 2-2. Синусоидально изменяющаяся величина и закон изменения ее скорости.

Многие величины в радиотехнике оказываются пропорциональными скорости изменения той или иной синусоидальной величины. Скорость вращающегося вектора I представляет собой также вектор K, направленный по касательной к окружности, описываемой вектором I (рис. 2-2). Для удобства изобразим вектор K выходящим из начала

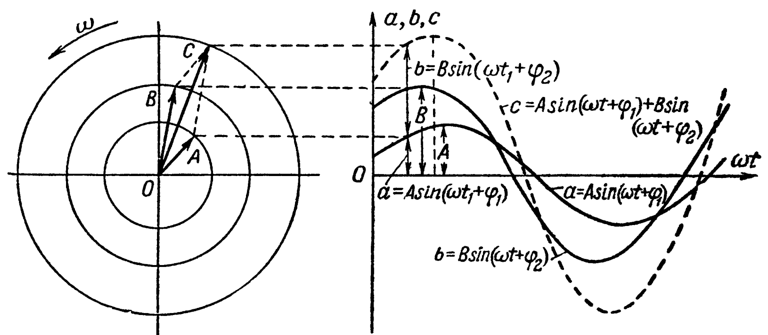


Рис. 2-3. Сложение двух синусоидально изменяющихся величин.

координат (это можно сделать, так как проекция вектора на вертикальную ось при этом не изменится). Легко видеть, что он опережает вектор I на 90°.

Из курса механики известно, что величина вектора линейной скорости K связана с угловой скоростью и величиной вращающегося вектора I простым соотношением:

$$K = \omega I. \tag{2-4}$$

Проектируя этот вектор на вертикальную ось, получим скорость изменения синусоидально изменяющейся величины, которая также изменяется синусоидально, опережая изменение самой величины на 90°.

Из построения суммарной кривой двух синусоид, имеющих одинаковую частоту, но разные амплитуды и начальные фазы (рис. 2-3), видно, что результирующая кривая является синусоидой той же частоты. Она может быть получена как проекция вектора *C*, являющегося суммой вектора *A* и вектора *B*, проекциями которых являются суммируемые синусоиды. Вектор *C* строится как диагональ параллелограмма, построенного на векторах *A* и *B*.

Рассмотренное свойство проекций вращающихся векторов позволяет находить результат сложения синусоидальных величин путем геометрического суммирования соответствующих им векторов. Рисунок с изображением мгновенных положений векторов наглядно характеризует амплитудные и фазовые соотношения в цепи и называется векторной диаграммой.

2-2. ОСНОВНЫЕ ДЕТАЛИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ И ПРОХОЖДЕНИЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ЧЕРЕЗ НИХ

Радиотехнические цепи составляются в основном из катушек индуктивности, активных сопротивлений и конденсаторов. Рассмотрим поведение этих деталей в цепях переменного тока.

Согласно закону электромагнитной индукции всякое изменяющееся магнитное поле создает в охватываемом им проводнике э. д. с., пропорциональную скорости изменения поля. Проводник с током всегда охвачен силовыми линиями магнитного поля, создаваемого током (рис. 2-4, *а*). Изменение тока в проводнике приводит к пропор-

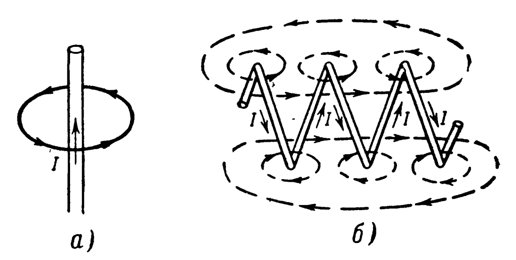


Рис. 2-4. Магнитное поле тока.
а — прямого провода; *б* — катушки.

циональному изменению поля, в результате чего в проводнике наводится э. д. с. Это явление называется самоиндукцией. Наведенная э. д. с. согласно правилу Ленца препятствует возникшим изменениям тока; ее называют э. д. с. самоиндукции. Самоиндукция, определяющая противодействие цепи изменениям тока в ней, играет в электрических системах такую же роль, как инерция — в механических.

В дальнейшем мы увидим, что часто желательно иметь устройства, обладающие этим свойством в максимальной степени. Нетрудно

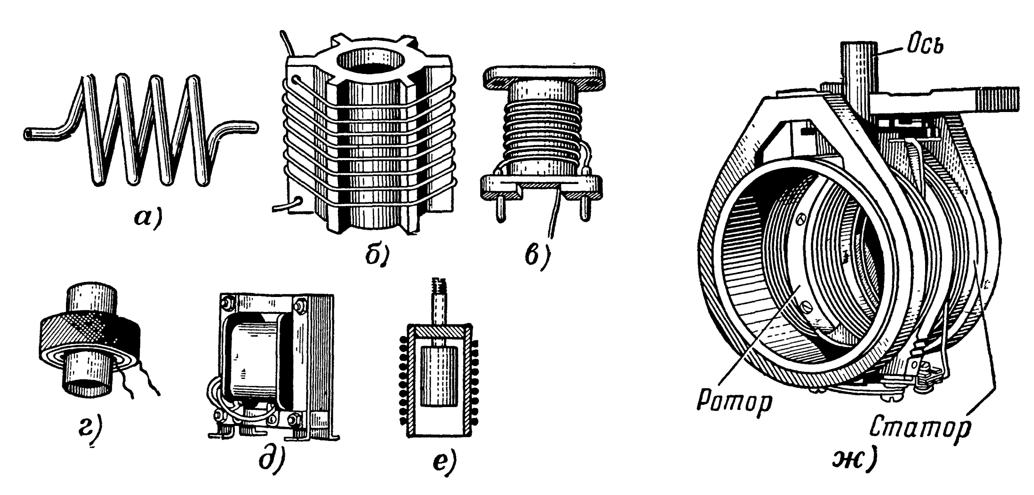


Рис. 2-5. Типовые катушки индуктивности.

а — бескаркасная катушка; *б* — катушка на ребристом каркасе; *в* — катушка на цилиндрическом каркасе; *г* — многослойная катушка; *д* — дроссель на стальном сердечнике; *е* — катушка с ферритовым сердечником; *ж* — катушка переменной индуктивности (вариометр).

видеть, что таким устройством может служить катушка, свитая из провода (рис. 2-4, *б*). Каждый участок прямого провода охватывается только полем тока, протекающего по нему. В катушке же провод охватывается суммарным полем всех витков, вследствие чего в ней будет наводиться гораздо бóльшая э. д. с. самоиндукции, чем в вытянутом проводе, из которого она свита.

На рис. 2-5 изображены типовые катушки, используемые в радиотехнике. При малой индуктивности их наматывают в один слой на каркасе или жестким проводом без него (рис. 2-5, *а—в*). Для увеличения индуктивности часто катушки делают многослойными из сотен витков (рис. 2-5, *г*). Если же нужна очень большая индуктивность, то катушки наматывают на ферромагнитных сердечниках (рис. 2-5, *д*).

Чтобы иметь возможность изменять индуктивность катушки, сердечник из магнитного материала иногда делают выдвижным (рис. 2-5, *е*). В больших пределах индуктивность изменяется у вариометров (рис. 2-5, *ж*), состоящих из двух соединенных последовательно катушек — статорной и роторной; при вращении последней общая индуктивность изменяется вследствие изменения взаимной индукции катушек.

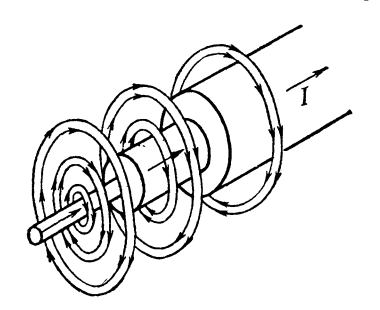


Рис. 2-6 Магнитное поле, наводящее э. д. с. в различных сечениях провода.

Возникновение э. д. с. в проводнике с током создает эффект кажущегося увеличения его сопротивления. Этот эффект проявляется неодинаковым образом по сечению проводника, что легко понять, если представить его состоящим из надетых друг на друга трубчатых слоев (рис. 2-6). Слой, расположенный на оси, окружен полем, создаваемым токами всех слоев проводника. Трубчатый слой, расположенный дальше от оси, охватывается только частью магнитного поля (часть его будет проходить внутри трубки). Чем дальше слой от оси, тем меньшая часть магнитного поля будет наводить в нем э. д. с. и тем меньше будет его кажущееся сопротивление переменному току. На очень высоких частотах (при очень большой скорости изменения тока) сопротивление внутренних слоев настолько возрастает, что основная доля тока протекает по очень тонкому слою на поверхности проводника. Это явление называют **поверхностным эффектом**.

Для получения малого сопротивления провода на высоких частотах необходимо увеличивать его диаметр, причем провод может быть выполнен в виде трубки. Особое внимание должно уделяться состоянию поверхности проводов, которые часто покрывают тонким слоем металлов, обладающих максимальной электропроводностью (медь, серебро, золото), для увеличения проводимости.

В ряде случаев, наоборот, желательно иметь элементы с очень большим **активным сопротивлением**. Они создаются из провода с высоким удельным сопротивлением, свиваемого в спираль или наматываемого на керамическом каркасе. Их изготавливают

также путем нанесения на каркас очень тонкого плохо проводящего слоя специального лака или углерода, а также в виде объемных сопротивлений из науглероженных керамических стержней (рис. 2-7.).

Для создания запаса электрической энергии используют устройства, называемые конденсаторами (рис. 2-8). Накопление электричества в них основано на том, что противоположные заряды, попадая на близко расположенные проводящие пластины, разделенные диэлектриком, удерживают друг друга, создавая возможность прихода на пластину дополнительных зарядов.

Очевидно, что взаимное притяжение зарядов будет тем сильнее, чем меньше расстояние между пластинами, и зарядов разместится тем больше, чем больше площадь пластин. Поэтому конденсаторы изготавливают из свернутых в рулон слоев тонкой металлической фольги,

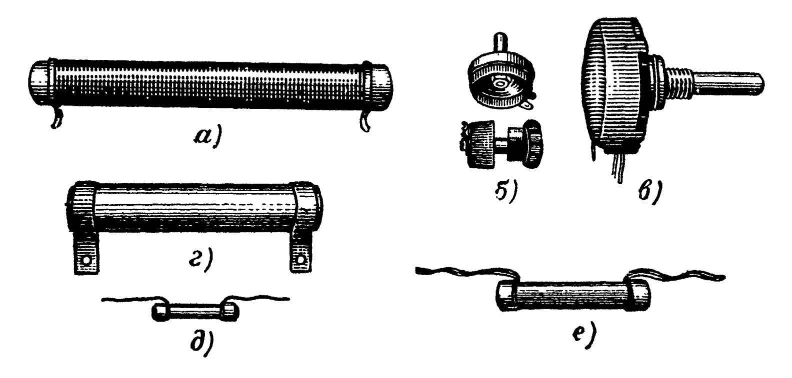


Рис. 2-7. Типовые сопротивления.

а — проволочное остеклованное; *б* — проволочное переменное; *в* — непроволочное переменное; *г* — керамическое с углеродистым покрытием; *д* — малогабаритное; *е* — металлизированное.

разделенных промасленной бумагой, выполняют их в виде набора металлических пластин, разделенных воздушными промежутками (рис. 2-8, *а*), пластинками слюды или другими диэлектриками. Очень тонкий слой диэлектрика удается получить в электролитических конденсаторах (рис. 2-8, *в*), где он образуется слоем окиси алюминия, создаваемым электролитическим путем на металлической фольге. Иногда тончайший слой металла наносится непосредственно на покрытую лаком бумагу, свернутую в рулон и помещенную в керамическую или металлическую трубку (рис. 2-8, *д*). Конденсаторы малой емкости часто выполняются путем нанесения проводящих покрытий на разные стороны керамических пластин или трубок. Конденсаторы переменной емкости (рис. 2-8, *б*) состоят из системы неподвижных пластин (статора) и подвижных пластин (ротора). При вращении ротора изменяется действующая площадь пластин. В тех случаях, когда регулировка емкости производится редко, ось ротора не выводится на ручку, а оканчивается шлицем (рис. 2-8, *г*). Такие конденсаторы называют подстроечными.

Напряжение на конденсаторе (в вольтах)

$$u_c = \frac{q}{C},$$

где q — заряд на обкладках конденсатора, *к*;
C — емкость конденсатора, *ф*.

Если напряжение изменяется за время Δt * на величину Δu_C, то этим вызывается изменение величины заряда конденсатора на

$$\Delta q = C\Delta u_C.$$

Разделим правую и левую части равенства на Δt:

$$\frac{\Delta q}{\Delta t} = C\frac{\Delta u_C}{\Delta t}.$$

Левая часть представляет собой среднее значение тока в цепи конденсатора за время Δt, а отношение $\Delta u_C/\Delta t$ — среднюю скорость из-

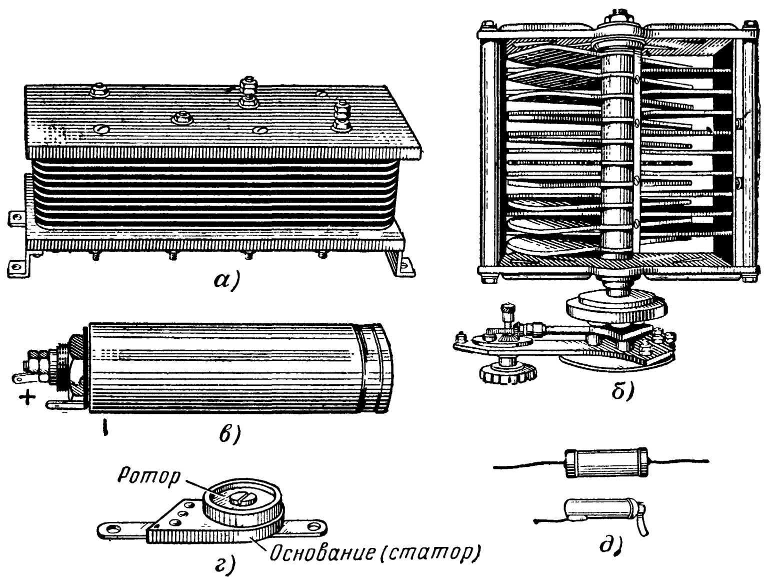


Рис. 2-8. Типовые конденсаторы.

а — воздушный постоянной емкости; *б* — воздушный переменной емкости; *в* — электролитический; *г* — керамический подстроечный (полупеременный); *д* — бумажные герметизированные.

менения напряжения на нем. Следовательно, ток, проходящий в цепи конденсатора при изменении напряжения на нем, равен произведению емкости конденсатора на скорость изменения напряжения.

* Здесь и далее греческой буквой Δ (дельта) обозначаются малые разности (изменения), или, как говорят, приращения той величины, которая стоит за этим знаком. Так, $\Delta t = t_2 - t_1$, где t_1 и t_2 — два близких друг к другу момента времени.

Если напряжение изменяется по синусоидальному закону, т. е.

$$u_C = U_{mC} \sin \omega t,$$

то на основании общих свойств вектора скорости синусоидально изменяющейся величины, рассмотренных выше, ток изменяется также по синусоидальному закону и опережает напряжение по фазе на 90°:

$$i_C = C \frac{\Delta u_C}{\Delta t} = \omega C\, U_{mC} \sin(\omega t + 90°). \quad (2\text{-}5)$$

Если в начальный момент времени напряжение на конденсаторе максимально, то, следовательно, он полностью заряжен и зарядный ток равен нулю. Когда напряжение начинает уменьшаться, появляется разрядный ток. Сначала напряжение на конденсаторе уменьшается медленно (т. е. он медленно разряжается), и поэтому разрядный ток мал. Постепенно скорость уменьшения напряжения на конденсаторе увеличивается, и ток возрастает. Он достигает максимума, когда напряжение становится равным нулю. Затем конденсатор заряжается, причем зарядный ток опережает по фазе напряжение на 90° (рис. 2-9).

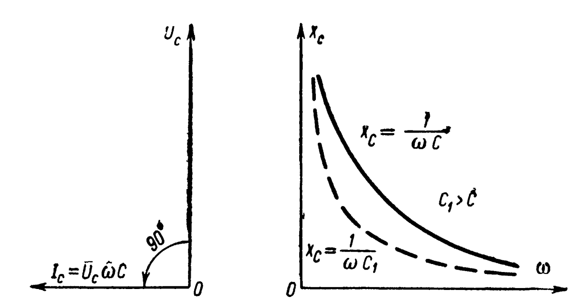


Рис. 2-9. Векторная диаграмма цепи с конденсатором и зависимость его сопротивления от частоты.

Из выражения (2-5) видно, что амплитуда тока

$$I_{mC} = U_{mC} \omega C. \quad (2\text{-}6)$$

Отношение амплитуды напряжения к амплитуде тока представляет собой кажущееся сопротивление конденсатора переменному току. Как же понимать сопротивление конденсатора переменному току, если изолятор между его обкладками не пропускает электронов? При воздействии на конденсатор переменного напряжения происходят последовательно друг за другом процессы заряда и разряда его пластин, а в цепи конденсатора проходит переменный ток так, как будто конденсатор пропускает его, представляя для него некоторое конечное сопротивление. Во время заряда энергия запасается конденсатором в виде энергии электрического поля между его обкладками, а при разряде конденсатор отдает запасенную энергию снова в цепь. В целом за период идеальный конденсатор не поглощает энергии, и сопротивление конденсатора в отличие от сопротивления провода не приводит к потерям электрической энергии на нагрев. Поэтому сопротивление

провода, наличие которого связано с необратимым превращением электрической энергии в тепловую, называют активным сопротивлением, а сопротивление конденсатора — кажущимся, или реактивным, сопротивлением

$$X_C = \frac{U_{mC}}{I_{mC}} = \frac{1}{\omega C}. \qquad (2\text{-}7)$$

При неизменной амплитуде напряжения ток в цепи конденсатора тем больше, чем больше емкость конденсатора, так как при этом для повышения напряжения на конденсаторе нужно накопить на его обкладках больший заряд. При данных напряжении и емкости конденсатора ток должен быть тем больше, чем выше частота (при более высокой частоте перезаряд конденсатора должен происходить за более короткий промежуток времени), в свою очередь увеличение тока указывает на уменьшение сопротивления (рис. 2-9).

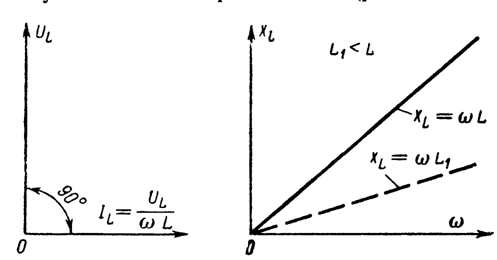


Рис. 2-10. Векторная диаграмма цепи с катушкой индуктивности и зависимость ее сопротивления от частоты.

В известном смысле противоположным образом ведет себя в цепи переменного тока катушка самоиндукции (или, как чаще говорят, катушка индуктивности). Если через нее проходит переменный ток

$$i_L = I_{mL} \sin \omega t,$$

то в ней наводится э. д. с. самоиндукции, пропорциональная скорости изменения тока:

$$e_L = -L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}, \qquad (2\text{-}8)$$

где L — индуктивность катушки, *гн.*

Знак минуса в этой формуле учитывает, что э. д. с. препятствует изменению тока, т. е. при увеличении тока направлена навстречу ему.

Если ток меняется по синусоидальному закону, то э. д. с. самоиндукции также изменяется по синусоидальному закону, причем как вектор скорости она сдвинута относительно тока по фазе на 90°:

$$e_L = -L\omega I_{mL} \sin (\omega t + 90°).$$

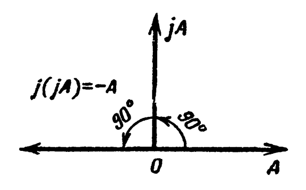
Для преодоления этой э. д. с. необходимо, чтобы к цепи катушки было приложено напряжение

$$u = -e_L = \omega L I_{mL} \sin (\omega t + 90°), \qquad (2\text{-}9)$$

опережающее ток на 90°. Следовательно, под действием синусоидального напряжения через катушку проходит ток, отстающий от напряжения по фазе на 90° (рис. 2-10). Когда ток максимален, скорость его изменения, как видно из графиков синусоидальной функции, равна нулю, и поэтому напряжение также равно нулю. По мере уменьшения тока скорость его изменения увеличивается и достигает максимума при переходе через нуль. Этому же закону следует и э. д. с. самоиндукции. В результате ток и напряжение оказываются сдвинутыми, как и в цепи конденсатора, на 90°, но в противоположную сторону. Отставание тока в цепи с индуктивностью объясняется тем, что последняя характеризует инерционность цепи — способность препятствовать изменению тока в ней.

Отношение амплитуд напряжения и тока определяет величину кажущегося сопротивления катушки. Оно тоже имеет реактивный характер, так как в идеальной катушке не происходит преобразования электрической энергии в тепловую. Часть периода (когда ток нарастает) катушка запасает энергию в магнитном поле. Об этом можно судить хотя бы по тому, что катушка оказывается способной втягивать в себя тела, выполненные из магнитных материалов, производя при этом работу. Затем, когда ток убывает, катушка отдает запасенную энергию в цепь (при этом э. д. с. самоиндукции стремится воспрепятствовать уменьшению тока в катушке). Сопротивление индуктивности переменному току.

$$X_L = \frac{U_{mL}}{I_{mL}} = \omega L. \qquad (2\text{-}10)$$



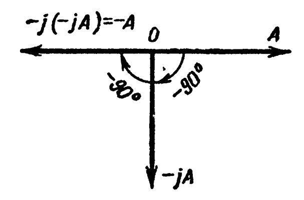


Рис. 2-11. Символический множитель j и его воздействие на ориентацию векторов.

Полученную зависимость можно объяснить так: чем выше частота, тем больше скорость изменения тока и, следовательно, больше э. д. с. самоиндукции и кажущееся сопротивление; чем больше индуктивность, тем больше э. д. с. самоиндукции в катушке и ее кажущееся сопротивление переменному току (рис. 2-10).

При прохождении переменного тока через реактивное сопротивление фаза напряжения на нем сдвинута по отношению к фазе тока на 90°. На векторной диаграмме это отражается расположением векторов под углом 90° друг относительно друга. Если в результате той или иной операции вектор A поворачивается на 90° (рис. 2-11), то этот поворот в дальнейшем мы будем отмечать с помощью символического множителя $+j$ (при повороте вектора на 90° против направления вращения часовой стрелки) или $-j$ (при повороте вектора на 90° по направлению вращения часовой стрелки). Если в результате новой операции вектор повернется еще на 90° в ту же сторону, то его новое направление будет противоположно первоначальному. Операцию второго поворота мы также должны обозначить множителем $\pm j$, и, следовательно, новый вектор

$$\pm j(\pm jA) = j^2 A = -A, \qquad (2\text{-}11)$$

откуда вытекает основное свойство символического множителя

$$j^2 = -1. \quad (2\text{-}12)$$

Как конденсаторы, так и катушки индуктивности состоят из проводников, обладающих некоторым активным сопротивлением, в котором происходит потеря части электрической энергии, т. е. преобразование ее в тепловую. Поэтому конденсаторы и катушки никогда не являются идеальными, чисто реактивными сопротивлениями. Кроме того, в диэлектрике конденсатора часть электрической энергии пре-

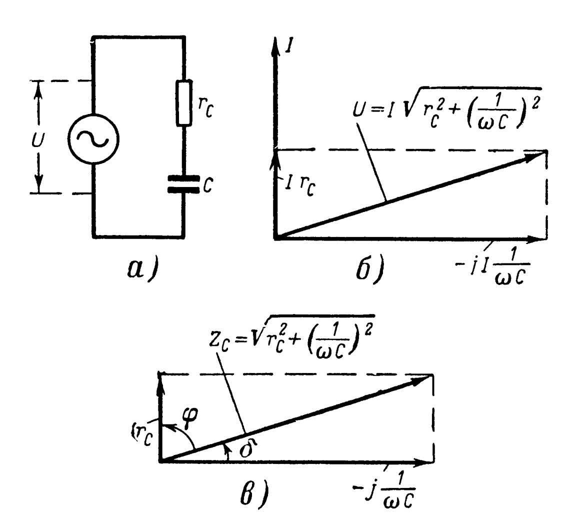


Рис. 2-12. Прохождение переменного тока через конденсатор и сопротивление.

а — схема; *б* — векторная диаграмма тока и напряжений; *в* — диаграмма сопротивлений.

вращается в тепловую при его перезарядке из-за переориентации молекулярных диполей в диэлектрике с изменением направления поля.

Для удобства построения векторной диаграммы конденсатора будем условно считать, что все потери электрической энергии происходят в сопротивлении, включенном последовательно с конденсатором (рис. 2-12, *а*). Напряжение источника U равно сумме напряжений на элементах внешней цепи. Векторная диаграмма для момента времени, когда вектор тока занимает вертикальное положение, будет иметь вид, показанный на рис. 2-12, *б*. Вектор напряжения Ir_C на активном сопротивлении совпадает по фазе с вектором тока I, а вектор напряжения на конденсаторе $-jI\frac{1}{\omega C}$ отстает от вектора тока на 90°.

Вектор напряжения источника U равен сумме векторов напряжений Ir_C и $-jI\frac{1}{\omega C}$. Так как эти векторы расположены под углом 90°

друг относительно друга, то абсолютная величина вектора U равна гипотенузе прямоугольного треугольника:

$$U=\sqrt{\left(Ir_C\right)^2+\left(I\frac{1}{\omega C}\right)^2}=I\sqrt{r_C^2+\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Если все напряжения разделить на их общий множитель I, то вместо векторной диаграммы напряжений получим диаграмму сопротивлений (рис. 2-12, *в*). Она показывает, что в том случае, *когда в цепь входят активное и реактивное сопротивления, полное сопротивление цепи следует находить как геометрическую сумму активной и реактивной составляющих,* сдвинутых друг относительно друга на 90°. Такое смешанное сопротивление принято называть **комплексным**.

Отсюда следует, в частности, что активная и реактивная составляющие никогда не могут взаимно уничтожаться, а комплексное сопротивление Z может быть равно нулю только в том случае, если равны нулю порознь обе его составляющие. В рассмотренном случае

$$Z_C=r_C-j\frac{1}{\omega C}=r_C-jX_C.$$

Абсолютная величина комплексного сопротивления, называемая также его **модулем**,

$$z_C=\sqrt{r_C^2+\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}=\sqrt{r_C^2+X_C^2}. \qquad (2\text{-}13)$$

Отношение сопротивления потерь к реактивному сопротивлению конденсатора характеризуется углом δ, тангенс которого

$$\operatorname{tg}\delta=\frac{r_C}{X_C}. \qquad (2\text{-}14)$$

Угол δ называется **углом потерь**: он тем больше, чем больше потери в конденсаторе. Значение угла потерь или его тангенса приводится в числе основных данных конденсаторов. Обычно потери в конденсаторе невелики, и тангенс угла потерь весьма мал.

Сопротивление потерь в катушке можно представить в виде активного сопротивления, включенного последовательно с катушкой, лишенной потерь, т. е. имеющей только индуктивное сопротивление (рис. 2-13, *а*). Ток, проходящий по катушке, создает напряжение на ее индуктивном сопротивлении, опережающее вектор тока на 90°:

$$U_L=j\omega LI=jIX_L,$$

а на активном сопротивлении — напряжение, совпадающее по направлению с током:

$$U_r=Ir_L.$$

Вектор напряжения на катушке U опережает вектор тока I на угол φ, который меньше 90° (рис. 2-13, *б*). Разделив векторы напряжения на общий множитель I, получим диаграмму сопротивлений. Полное сопротивление цепи

$$Z_L=r_L+j\omega L=r_L+jX_L.$$

Угол φ тем ближе к 90° (рис. 2-13, *в*), чем больше отношение реактивного сопротивления катушки к сопротивлению ее активных потерь. Это отношение называется д о б р о т н о с т ь ю Q катушки:

$$Q = \frac{X_L}{r_L}. \tag{2-15}$$

Рассмотрение векторных диаграмм цепей, содержащих как активные, так и реактивные сопротивления (рис. 2-12 и 2-13), показывает,

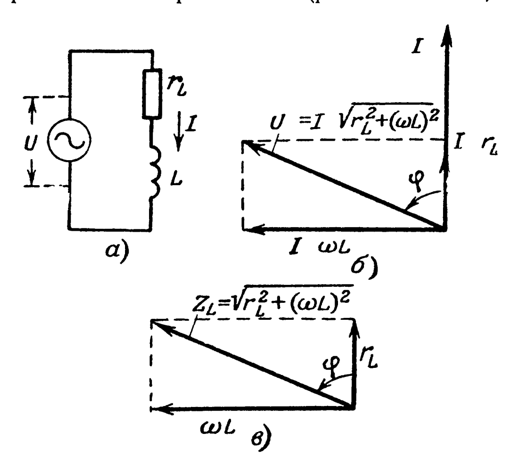


Рис. 2-13. Прохождение переменного тока через катушку индуктивности и сопротивление.

а — схема; *б* — векторная диаграмма тока и напряжений; *в* — диаграмма сопротивлений.

что тангенс угла сдвига фаз между напряжением и током в цепи источника питания определяется отношением реактивного сопротивления к активному, а косинус — активного к полному:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{X}{r}; \qquad \cos\varphi = \frac{r}{Z}. \tag{2-16}$$

Выше было установлено, что напряжения, токи и сопротивления при синусоидальном законе изменения двух первых величин являются комплексными величинами, которые удобно условно изображать в виде векторов. Такой прием позволяет легко определять фазовые соотношения между токами и напряжениями в различных цепях. Представление комплексной величины в виде вектора дает возможность найти основные правила действия над ними.

1. *Суммирование комплексных величин*

Поскольку вектор суммы двух векторов равен геометрической сумме их проекций, то

$$(r_1 + jx_1) + (r_2 + jx_2) = r_1 + r_2 + j(x_1 + x_2);$$

отсюда непосредственно видно, что при сложении комплексных сопротивлений нужно сложить отдельно их активные и реактивные составляющие. Следствием векторного характера комплексных величин является также то, что два комплексных сопротивления могут быть равны только в том случае, если отдельно равны их активные и реактивные составляющие.

2. *Определение обратных комплексных величин*

Часто необходимо по известной комплексной величине сопротивления определить его проводимость

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{r + jx}.$$

Воспользуемся для этого свойством символического множителя j, умножив числитель и знаменатель на $r - jx$. Тогда

$$Y = \frac{r - jx}{(r + jx)(r - jx)} = \frac{r}{r^2 + x^2} - j\frac{x}{r^2 + x^2}.$$

Отсюда видим, что проводимость комплексного сопротивления будет также комплексной величиной, активная составляющая которой

$$g = \frac{r}{r^2 + x^2} = \frac{r}{z^2} \tag{2-17}$$

и реактивная

$$b = -\frac{x}{r^2 + x^2} = -\frac{x}{z^2}. \tag{2-18}$$

Важно заметить, что знак реактивной составляющей проводимости противоположен знаку реактивной составляющей сопротивления.

3. *Произведение комплексных величин*

$$(r_1 + jx_1)(r_2 + jx_2) = r_1r_2 - x_1x_2 + j(x_1r_2 + x_2r_1)$$

также является величиной комплексной с активной составляющей

$$m = r_1r_2 - x_1x_2 \tag{2-19}$$

и реактивной составляющей

$$n = x_1r_2 + x_2r_1. \tag{2-20}$$

2-3. МОЩНОСТЬ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Мощность, выделяемая в цепи переменного тока, непрерывно изменяется. Однако, если разбить период переменного тока и напряжения на очень малые интервалы времени, то в течение их можно считать значения тока и напряжения неизменными. Энергия, выделяемая за малый интервал времени Δt, равна произведению средних значений тока и напряжения на этот интервал:

$$\Delta w = iu\Delta t.$$

В общем случае ток и напряжение в цепи могут быть сдвинуты друг относительно друга по фазе на некоторый угол φ (рис. 2-14, *а*). Если момент перехода напряжения через нуль к положительным значениям принять за начало отсчета времени, то в момент времени

$$u = U_m \sin \omega t;$$
$$i = I_m \sin (\omega t - \varphi).$$

Энергия, выделяемая в цепи за малый интервал времени Δt,

$$\Delta W = I_m U_m \sin \omega t \sin (\omega t - \varphi) \Delta t.$$

Пользуясь тригонометрической формулой

$$2 \sin \alpha \sin \beta = \cos (\alpha - \beta) - \cos (\alpha + \beta),$$

получим:

$$\Delta W = \frac{U_m I_m}{2} \cos \varphi \cdot \Delta t - \frac{U_m I_m}{2} \cos (2\omega t - \varphi)\, \Delta t.$$

Энергия, выделяемая за полный период переменного тока, является суммой энергий, выделяемых за все малые интервалы времени в течение этого периода *:

$$W = \sum \frac{I_m U_m}{2} \cos \varphi \Delta t - \sum \frac{I_m U_m}{2} \cos (2\omega t - \varphi)\, \Delta t. \qquad (2\text{-}21)$$

Поскольку в первом слагаемом первые три сомножителя — постоянные величины, а во втором слагаемом суммирование произведения за период дает нуль (так как косинус половину периода имеет положительные, а половину периода такие же отрицательные значения), то

$$W = \frac{I_m U_m}{2} T \cos \varphi.$$

Средняя активная мощность переменного тока за период

$$P_а = \frac{W}{T} = \frac{1}{2} I_m U_m \cos \varphi. \qquad (2\text{-}22)$$

Если ток и напряжение совпадают по фазе, что бывает при прохождении тока через активное сопротивление, то

$$P_а = \frac{1}{2} U_m I_m = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \frac{U_m}{\sqrt{2}}.$$

---

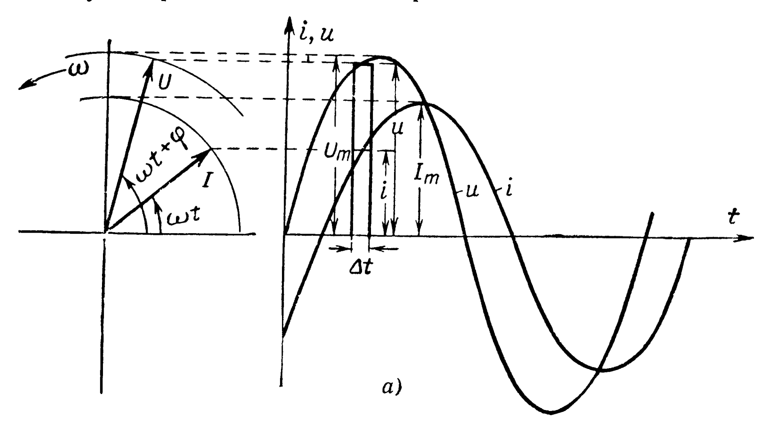
* Здесь и в дальнейшем греческой буквой Σ (сигма) обозначается сумма величин, стоящих за ней. Под этой буквой часто ставится номер (значение индекса) члена суммы, с которого начинается, а над буквой — номер члена, на котором кончается суммирование. Так, например,

$$\sum_{i=1}^{m} a_i = a_1 + a_2 + \ldots + a_m.$$

Если все члены суммы содержат общий множитель, то его можно вынести за знак суммы:

$$\Sigma k a_i = k a_1 + k a_2 + \ldots + k a_m = k \Sigma a_i$$

Последнее выражение показывает, что в цепи переменного тока выделяется такая же активная мощность, которую выделял бы постоянный ток при его величине и величине напряжения, в $\sqrt{2}$ раз меньших амплитуды переменного тока и напряжения. Эти величины назы-



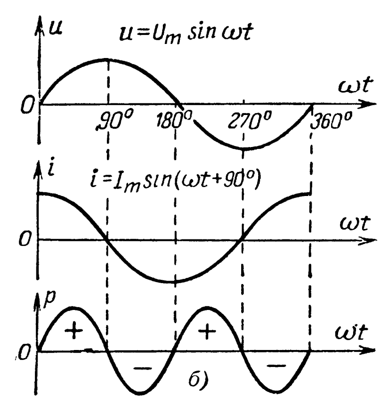


Рис. 2-14. Мощность переменного тока.

а — ток и напряжение сдвинуты по фазе на угол φ; *б* — ток и напряжение сдвинуты по фазе на 90°.

вают действующими (или эффективными) значениями переменного тока I и напряжения U:

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}; \quad U = \frac{I_m}{\sqrt{2}}.$$

Поскольку в рассматриваемом случае $U_m = I_m r$, то выражение для средней мощности можно еще записать в виде

$$P_a = P = \frac{1}{2} I_m^2 r = \frac{1}{2} \frac{U_m^2}{r}. \tag{2-23}$$

При данных амплитудах тока и напряжения выделяемая мощность будет тем меньше, чем больше угол сдвига фаз между ними. При сдвиге фаз 90° (рис. 2-14, *б*), что соответствует цепям с реактивными элементами — идеальными конденсаторами и катушками индуктивности без потерь, средняя мощность за период равна нулю, так как они в течение четверти периода запасают энергию, а в следующую четверть периода отдают ее обратно.

Однако условно говорят о р е а к т и в н о й мощности $P_р$, отдаваемой и получаемой источником переменной э. д. с. при обмене энергией с реактивной нагрузкой, подразумевая под этим половину произведения амплитуд тока и напряжения на нагрузке на синус угла φ между ними:

$$P_р = \frac{1}{2} I_m U_m \sin \varphi.$$

Или, если учесть, что напряжение на идеальной реактивной нагрузке $U_m = I_m X$, то

$$P_р = \frac{1}{2} I_m^2 X; \qquad (2\text{-}24)$$

$$P_р = \frac{1}{2} \frac{U_m^2}{X}. \qquad (2\text{-}25)$$

В радиотехнических цепях часто приходится встречаться со случаем, когда на некотором ее участке действует переменное напряжение $u = U_m \cos \omega t$, в то время как через него протекает постоянный ток и токи различных частот, кратных ω:

$$i = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + \dots$$

Возникает вопрос о том, какой энергетический эффект получится в результате взаимодействия этих токов с напряжением круговой частоты ω.

Очевидно, что средняя за период мощность взаимодействия постоянного тока с переменным напряжением будет равна нулю. Половину периода она будет положительна — источник будет затрачивать энергию, а половину периода отрицательна — источнику будет возвращаться такая же энергия. Несколько сложнее обстоит вопрос о взаимодействии напряжения круговой частоты ω с токами кратных частот $n\omega$.

Для того чтобы найти среднюю мощность за период действия напряжения T, нужно, как и раньше, разбить период на столь малые отрезки времени Δt, в течение которых можно было бы считать ток и напряжения неизменными. Мощность, развиваемая на этом интервале,

$$p_i = i(t) u(t).$$

Чтобы подсчитать среднюю мощность за время T, нужно умножить все p_i на интервалы времени Δt, просуммировать эти произведения и разделить на период T. В рассматриваемом случае это приведет к суммированию произведений вида

$$\sum U_m I_m \cos \omega t \cos n\omega t \Delta t = U_m I_m \Delta t \sum \cos \omega t \cos n\omega t.$$

Нетрудно показать, что все суммы подобного вида равны нулю. На рис. 2-15 изображены напряжение и ток для случая, когда последний имеет вдвое бо́льшую частоту, чем напряжение ($n = 2$), а также график произведений их мгновенных значений. Из рассмотрения последнего видно, что мгновенная мощность также периодически изменяется во времени и дважды за время T переходит от положительных к таким же отрицательным значениям. Поэтому средняя мощность за время T будет равна нулю. Совершенно очевидно, что то же самое будет наблюдаться и при любом другом сочетании кратных частот.

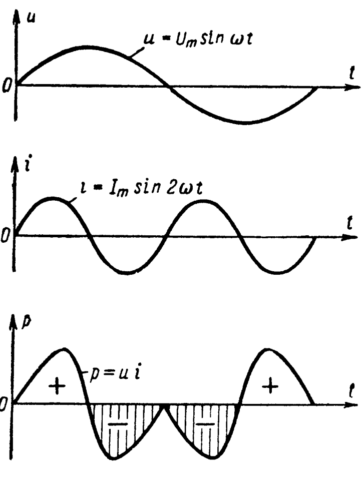


Рис. 2-15. Мощность взаимодействия тока и напряжения кратных частот.

На основании рассмотрения, проведенного в настоящем параграфе, можно сформулировать весьма важный для дальнейшего вывод: *если в цепи источника переменного напряжения протекают постоянный ток и переменные токи кратных частот, то энергетическое взаимодействие имеет место только с током, частота которого равна частоте источника напряжения; источник постоянного напряжения дает эффект энергетического взаимодействия только с постоянной составляющей проходящего через него тока.*

2-4. УСТАНОВИВШИЕСЯ И ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ, СОДЕРЖАЩИХ КОНДЕНСАТОРЫ И КАТУШКИ

Заряженный конденсатор обладает запасом потенциальной энергии; найдем ее величину. Зависимость напряжения на конденсаторе от величины заряда на нем (рис. 2-16) имеет линейный характер, поскольку чем больше заряд, тем больше напряжение на конденсаторе:

$$u = \frac{q}{C}.$$

Если в некоторый момент времени на обкладках конденсатора накопился заряд q, то напряжение на нем $u_1 = q/C$. При увеличении заряда на величину Δq, которая настолько мала, что изменение напряжения на конденсаторе можно не учитывать, необходимо совершить работу

$$\Delta A = \Delta q u_1.$$

Эта работа численно равна площади прямоугольника, имеющего стороны Δq и u_1, заштрихованного на рис. 2-16.

Если процесс заряда конденсатора до напряжения U_0 совершать путем добавления малых зарядов, то вся работа, затраченная при этом,

$$A = \Sigma\Delta A = \Sigma\Delta qu.$$

Она выражается площадью треугольника OMN, которая равна половине произведения его сторон:

$$A = \frac{1}{2} q_0 U_0$$

или, так как $q_0 = CU_0$,

$$A = \frac{1}{2} CU_0^2. \qquad (2\text{-}26)$$

Энергия, запасенная магнитным полем катушки, зависит от величины проходящего через нее тока. При этом не имеет значения, каким

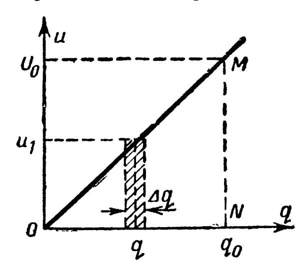


Рис. 2-16. Зависимость напряжения от величины заряда на обкладках конденсатора.

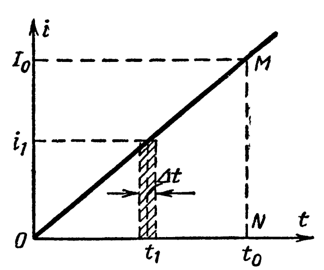


Рис. 2-17. К расчету энергии в катушке индуктивности.

образом нарастал ток в катушке до установившегося значения. Предположим, что ток нарастал по линейному закону (рис. 2-17). В этом случае работа, затрачиваемая за короткий интервал времени Δt на прохождение через катушку заряда Δq,

$$\Delta A = e_L \Delta q,$$

где

$$\Delta q = i_1 \Delta t;$$

i_1 — среднее значение тока за малый отрезок времени Δt. Используя выражение (2-8), можно написать:

$$\Delta A = -L \frac{\Delta i}{\Delta t} i_1 \Delta t.$$

Работа, затрачиваемая на увеличение тока в катушке до значения I_0, равна сумме работ, затрачиваемых в отдельные отрезки времени:

$$A = -\sum L i_1 \Delta t \frac{\Delta i}{\Delta t};$$

знак минус указывает на то, что при увеличении тока, протекающего через катушку, внешний источник расходует запас своей энергии.

В этой сумме можно вынести за знак суммы постоянные множители L и $\Delta i/\Delta t$. Последний множитель постоянен, поскольку по условию скорость изменения тока постоянна, и равен:

$$\frac{\Delta i}{\Delta t}=\frac{I_0}{t_0}=\text{const}.$$

Следовательно,

$$A=-L\frac{I_0}{t_0}\sum i_1\Delta t.$$

Произведение $i_1\Delta t$, как непосредственно видно из рис. 2-17, определяется площадью заштрихованного прямоугольника, а $\Sigma i_1\Delta t$ — площадью треугольника OMN, т. е. половиной произведения основания треугольника на его высоту:

$$\sum i_1\,\Delta\,t=\frac{I_0\,t_0}{2}\,.$$

Следовательно, затраты источником энергии

$$A=-L\frac{I_0}{t}\frac{I_0t_0}{2}=-L\frac{I_0^2}{2}\,. \qquad (2\text{-}27)$$

При изменении напряжения источника, питающего цепь, в которую включен конденсатор, напряжение на нем измениться скачком не может, так как это означало бы изменение запаса энергии конденсатора на конечную величину за бесконечно малый отрезок времени, т. е. получение от источника бесконечно большой мощности, что является невозможным. Поэтому конденсатор всегда заряжается или разряжается постепенно, и напряжение на нем спустя лишь некоторое время достигает нового установившегося значения. Нужно заметить, что ток в цепи с конденсатором может изменяться скачком, потому что он не определяет запаса энергии.

Процесс перехода от одного установившегося состояния к другому называется переходным, или нестационарным, процессом. Он протекает в цепях, содержащих элементы, запасающие энергию, при изменениях схемы или режима работы источника питания. К таким цепям относятся цепи, содержащие также катушки индуктивности. Только в цепях, состоящих из чисто активных сопротивлений, изменение токов и напряжений может происходить мгновенно.

Переходный процесс длится в течение конечного промежутка времени, пока система переходит от одного устойчивого состояния к другому, соответствующему новым, изменившимся условиям. Длительность переходных процессов характеризует инерционность электрической системы — ее способность более или менее быстро переходить от одного стационарного состояния к другому. Подобные явления хорошо известны в других областях физики. Например, при прекращении действия внешнего тягового усилия никакая реальная механическая система мгновенно не останавливается, а постепенно снижает свою скорость до нуля. При подведении тепла никакое тело не изменяет скачком свою температуру, а постепенно повышает ее до определенного установившегося значения. После окончания переход-

ных процессов система приходит в установившееся состояние, которое при данных новых условиях будет сохраняться бесконечно долго (или до тех пор, пока не наступит новое изменение внешних условий).

Рассмотрим процессы заряда и разряда конденсатора с учетом активного сопротивления цепи (сопротивления соединительных проводов, внутреннего сопротивления источника питания или специально включенного сопротивления). В момент времени t_0 ключ K замыкается и в цепи начинает проходить ток заряда конденсатора (рис. 2-18). В первый момент на пластинах конденсатора нет зарядов, поэтому ничто не противодействует заряду, и ток имеет максимальное значение, которое ограничивается только активным сопротивлением цепи. В дальнейшем накапливающиеся на пластинах заряды все более и более препятствуют дальнейшему притоку зарядов, ток уменьшается и полностью прекращается, когда напряжение на пластинах сравнивается с напряжением источника.

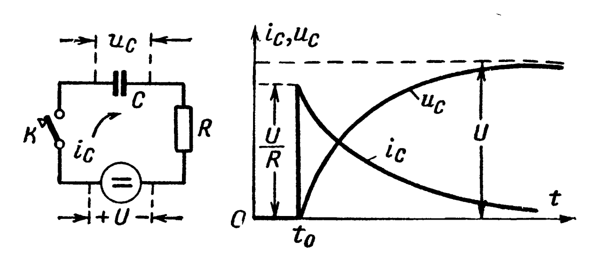


Рис. 2-18. Процессы при заряде конденсатора от источника постоянного напряжения.

Процесс установления напряжения на конденсаторе длится тем дольше, чем меньше зарядный ток, т. е. чем больше сопротивление цепи. Очевидно также, что процесс должен длиться тем дольше, чем больше емкость конденсатора, потому что тем больший заряд нужно накопить на обкладках, чтобы поднять напряжение на нем до напряжения источника. Поэтому длительность переходного процесса пропорциональна произведению

$$RC = \tau, \qquad (2\text{-}28)$$

которое носит название **постоянной времени** цепи. Нетрудно убедиться, что она имеет размерность времени

$$[RC] = \frac{[U]\,[q]}{[I]\,[U]} = [t].$$

За время $t = \tau$ от начала процесса напряжение на конденсаторе достигает 63% от напряжения источника, за время $t = 2\tau$ оно возрастает до 87%, а за время $t = 3\tau$ приближается к 95%. Следовательно, за время 3τ переходный процесс практически заканчивается.

Закон изменения тока и напряжения в цепи, изображенный на рис. 2-18, характерный быстрыми изменениями в начале, сменяющимися затем все более и более медленными изменениями, называется

экспоненциальным. Если отсчет времени начать с момента включения, то математически он выражается в следующей форме:

$$\left.\begin{aligned} i &= I_0 e^{-\frac{t}{\tau}}; \\ u_C &= U_0\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}29)$$

где $e = 2{,}7$ — основание натуральных логарифмов, а $I_0 = U_0/R$. В момент включения $t = 0$ на конденсаторе зарядов нет и единственным препятствием на пути тока является сопротивление R, поэтому ток $I_0 = U_0/R$. Затем ток заряда ослабевает, стремясь к нулю при $t \to \infty$. Напряжение же, наоборот, от нуля при $t = 0$ стремится нарасти до напряжения источника при $t \to \infty$. Этот закон характерен

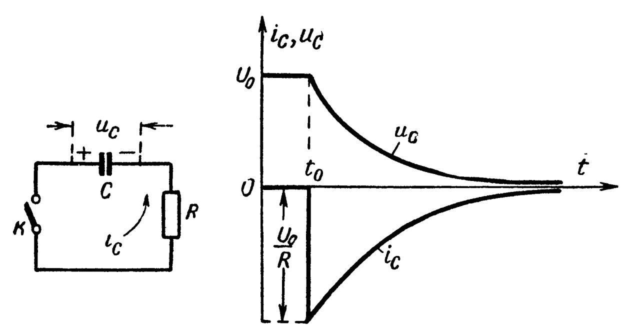


Рис. 2-19. Процессы при разряде конденсатора через активное сопротивление.

для подавляющего большинства встречающихся в природе переходных процессов: отличие обычно заключено только в величине постоянной времени.

Если конденсатор C, заряженный до напряжения U_0, разряжать через активное сопротивление R (рис. 2-19), то в начальный момент t_0 разрядный ток будет максимальным, а затем по мере разряда напряжение на конденсаторе будет падать и разрядный ток уменьшаться. Разряд будет длиться тем больше, чем меньше разрядный ток, т. е. чем больше сопротивление в цепи и чем больше был заряд, накопленный в конденсаторе, т. е. чем больше его емкость. Следовательно, длительность разряда будет пропорциональна произведению RC. Отсюда можно заключить, что постоянная времени не зависит от характера процесса — будет ли он приводить к накоплению или к расходу энергии, а определяется только электрическими параметрами цепи.

Катушки индуктивности также являются накопителями энергии, сосредотачиваемой в их магнитном поле, которое пропорционально протекающему через них току. Из этого можно заключить, что ток в цепи с индуктивностью не может изменяться скачком и, если возникнут условия для его изменения, оно будет постепенным, т. е. переход к новому состоянию будет иметь некоторую конечную длительность.

Если подключить катушку к источнику постоянного напряжения U через активное сопротивление R (рис. 2-20), то в соответствии со сформулированным выше общим положением ток в момент включения в катушке будет равен нулю. Это возможно, если э. д. с. самоиндукции в этот момент будет равна и противоположна напряжению источника. Постепенно ток будет нарастать, и в установившемся режиме он станет

$$I_{уст} = \frac{U}{R}. \quad (2\text{-}30)$$

Электродвижущая сила самоиндукции, наоборот, будет убывать и станет равной нулю в конце переходного процесса, когда через катушку потечет постоянный ток.

Очевидно, что переходный процесс будет тем длительнее, чем больше энергии должно накопиться катушкой в установившемся

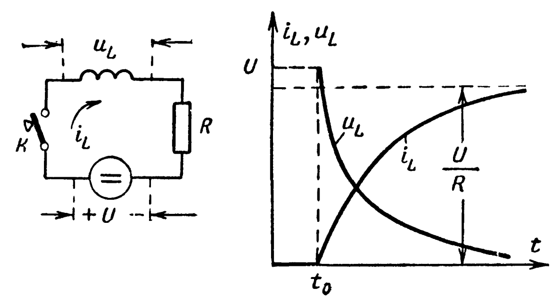


Рис. 2-20. Процессы при включении катушки индуктивности в цепь источника постоянного напряжения.

режиме, энергия же будет тем больше, чем больше индуктивность и чем больше ток в этом режиме, который обратно пропорционален сопротивлению цепи. Отсюда можно заключить, что для данной цепи постоянная времени

$$\tau = \frac{L}{R}. \quad (2\text{-}31)$$

Легко убедиться, что это отношение имеет размерность времени

$$[\tau] = \frac{[L]}{[R]} = \frac{\left[\frac{U}{I}\right][t]}{\left[\frac{U}{I}\right]} = [t].$$

Рассмотрим теперь обратный процесс — замыкание катушки с током на активное сопротивление. Предположим, что сначала катушка была подключена к источнику и через нее протекал некоторый постоянный ток (рис. 2-21). В момент размыкания ключа K_1 замыкается ключ K_2 и ток в цепи катушки начинает уменьшаться. Вследствие этого появляется большая э д с. самоиндукции, стремящаяся поддержать уменьшающийся ток, и энергия, запасенная магнитным по-

лем катушки, превращается в тепловую энергию электрического тока, выделяемую при прохождении через сопротивление R.

Очевидно, что длительность переходного процесса будет тем больше, чем больше запас энергии магнитного поля катушки, т. е.

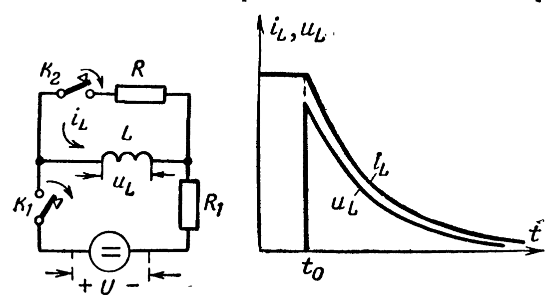


Рис. 2-21. Процессы при замыкании катушки с током на активное сопротивление.

чем больше ее индуктивность. Скорость изменения (в данном случае уменьшения тока) будет тем меньше, чем больше сопротивление цепи разряда. Поэтому постоянная времени цепи и в этом случае будет $\tau = L/R$.

2-5. НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ И ИХ СПЕКТРЫ

Выше мы познакомились с особенностью прохождения синусоидальных токов через основные элементы электрических цепей: через провода, катушки и конденсаторы. Но синусоидальные токи являются лишь одним из частных случаев изменяемых во времени токов, которые используются в радиотехнических устройствах. Некоторые примеры подобных токов изображены на рис. 2-22. На первый взгляд это ставит непреодолимые трудности на пути изучения явлений в радиотехнических цепях, потому что законы прохождения каждого из этих токов через те же элементы цепей различны. Как же быть в этих случаях?

Выход из положения подсказали математики: они доказали, что любые периодические токи с периодом T можно представить в виде бесконечной суммы постоянного тока и синусоидальных (гармонических) токов с разными амплитудами, частотами и начальными фазами:

$$i(t) = I_0 + I_{m1} \cos\left(\frac{2\pi}{T} t + \varphi_1\right) + I_{m2} \cos\left(2\frac{2\pi}{T} t + \varphi_2\right) + I_{m3} \cos\left(3\frac{2\pi}{T} t + \varphi_3\right) + \dots \quad (2\text{-}32)$$

Постоянная составляющая тока I_0 представляет собой среднее значение тока за период. Если ток состоит из двух одинаковых импульсов противоположного направления (рис. 2-22, *а*), то $I_0 = 0$.

Легко заметить, что частоты синусоидальных токов в выражении (2-32) различаются в целое число раз. Синусоидальную составляющую с наименьшей круговой частотой $\omega = \frac{2\pi}{T}$ называют **первой**, или **основной**, гармоникой, составляющую с удвоенной частотой $2\omega = 2\frac{2\pi}{T}$ — **второй** гармоникой и т. д. Все гармоники, начиная со второй, называют **высшими**.

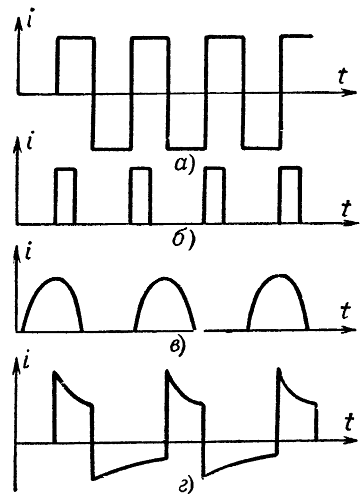


Рис. 2-22. Периодические несинусоидальные токи.

а, б, в — симметричные токи; *г* — несимметричный ток.

Вы можете спросить: неужели представление несинусоидального тока в виде такой суммы пусть даже гармонических токов облегчает решение задачи — ведь сумма-то бесконечная!? Однако математики, нашедшие несложный способ вычисления амплитуд гармонических составляющих, показали, что последние убывают (хотя и не всегда монотонно) с ростом номера гармоники (рис. 2-23), поэтому практически всегда оказывается необходимым учитывать только конечное число гармоник. Это уже существенно упрощает дело, поскольку свойства постоянного и синусоидальных токов нам хорошо известны.

Ну, а в какой мере данные математические представления соответствуют физической реальности и можно ли их использовать в инженерной практике? Чтобы ответить на этот вопрос, проделаем следующий опыт: в цепь источника несинусоидального периодического тока *ИНТ* включим перестраиваемый колебательный контур с измерительным прибором $I_к$ (рис. 2-24, *а*). При перестройке контура ток в нем будет появляться только на частотах ω, 2ω, 3ω, ... и т. д., как

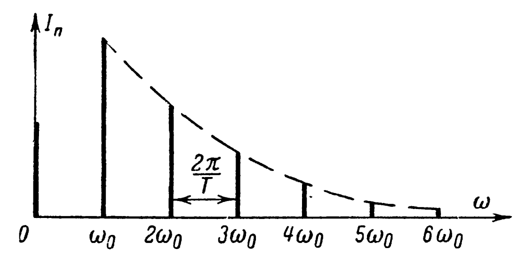


Рис. 2-23 Спектральное представление периодического несинусоидального тока.

указали математики, и амплитуда этих токов с ростом частоты будет изменяться в соответствии с расчетными значениями (рис. 2-24, *б*).

Можно несколько усовершенствовать опыт, чтобы убедиться в одновременном существовании гармоник, включив в цепь источника несинусоидального тока *ИНТ* измерительный прибор постоянного тока I_0 и множество контуров, настроенных на частоты ω, 2ω, 3ω, ... (рис. 2-24, *в*). Результат будет тот же.

Эти опыты, казалось бы, полностью убеждают нас в реальном существовании гармоник. Однако это не так. Подобный взгляд равносилен утверждению, по остроумному выражению Г. С. Горелика,

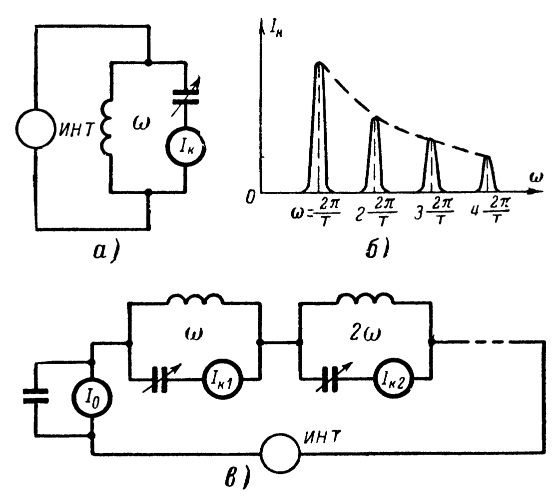


Рис. 2-24. Практический анализ спектра несинусоидального периодического тока.

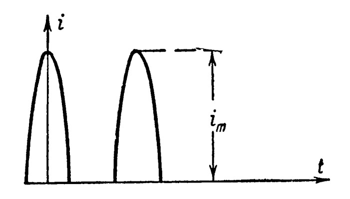
что в любой глыбе мрамора содержится Венера Милосская. Правильное понимание заключается в том, что существует единый несинусоидальный ток, но на те или иные цепи он воздействует так, как будто состоит из бесконечной суммы гармонических токов с определенными амплитудами, частотами и фазами. Поэтому с практической точки зрения можно говорить о гармониках как о существующей реальности, которую можно тем или иным образом использовать: это никогда не приведет к противоречию с практикой.

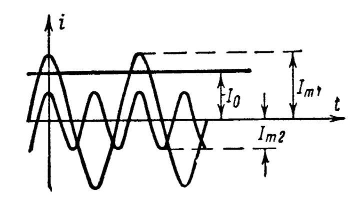
Проведенное рассмотрение позволяет заключить, что несинусоидальные периодические токи образуются набором, или, как принято говорить, **спектром** синусоидальных токов кратных частот. Практическая ширина и состав спектра зависят от периода тока и от его формы. Например, если на графике несинусоидального тока можно найти точку, относительно которой все значения тока справа будут равны значениям тока слева в равноудаленных точках (такие формы называют **симметричными**, к ним относятся

токи на рис. 2-22, *а—в*), то все начальные фазовые углы в выражении (2-32) будут равны нулю или 180° и ток

$$i(t) = I_0 \pm I_{m1} \cos \omega t \pm I_{m2} \cos 2\omega t \pm I_{m3} \cos 3\omega t \pm \ldots \quad (2\text{-}33)$$

Чем ближе форма тока к синусоиде, тем меньше гармоник приходится брать, чтобы, суммируя их, с удовлетворительной точностью воспроизвести форму несинусоидального тока. Гармонические токи изменяются плавно, поэтому очевидно, что для воспроизведения сигналов с резкими изломами необходимо использовать составляющие очень высоких частот, т. е. гармоники с большими номерами.





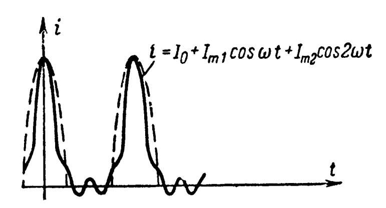


Рис. 2-25. Суммирование постоянной составляющей и трех гармоник усеченных синусоидальных импульсов.

Сказанное иллюстрируется примерами сложения первых трех составляющих ряда в выражении (2-33) для импульсов, имеющих форму усеченных синусоид (рис. 2-25), и прямоугольных импульсов (рис. 2-26). Нетрудно видеть, что в первом случае суммирование дает гораздо лучшее приближение к истинной форме тока, чем во втором. Для удовлетворительного воспроизведения прямоугольных импульсов необходимо взять гораздо большее число гармонических составляющих. Таким образом, практический спектр прямоугольных импульсов значительно шире практического спектра импульсов в виде усеченных синусоид.

Точный ответ на вопрос о ширине практического спектра дает хорошо разработанный в настоящее время математический аппарат, получивший название гармонического анализа; он позволяет рассчитать закон убывания амплитуд высших гармоник и найти значения их начальных фаз. Для большинства используемых токов эти расчеты проведены и отражены в виде спектральных характеристик: амплитудно-частотных (рис. 2-27, *а*) и фазо-частотных (рис. 2-27, *б*), приводимых в справочной литературе.

Рассмотренный метод позволяет получить ответы на все вопросы, связанные с прохождением несинусоидальных периодических токов. Но ведь, кроме них, существуют еще одиночные, непериодические токи, создаваемые грозовыми разрядами, импульсы, возникающие при переключениях в цепях, и др. Как же анализировать их воздействие на аппаратуру? Оказывается, что этот метод можно распространить и на них, если рассматривать одиночный сигнал как периодический с периодом T, стремящимся к бесконечности. Что же будет проис-

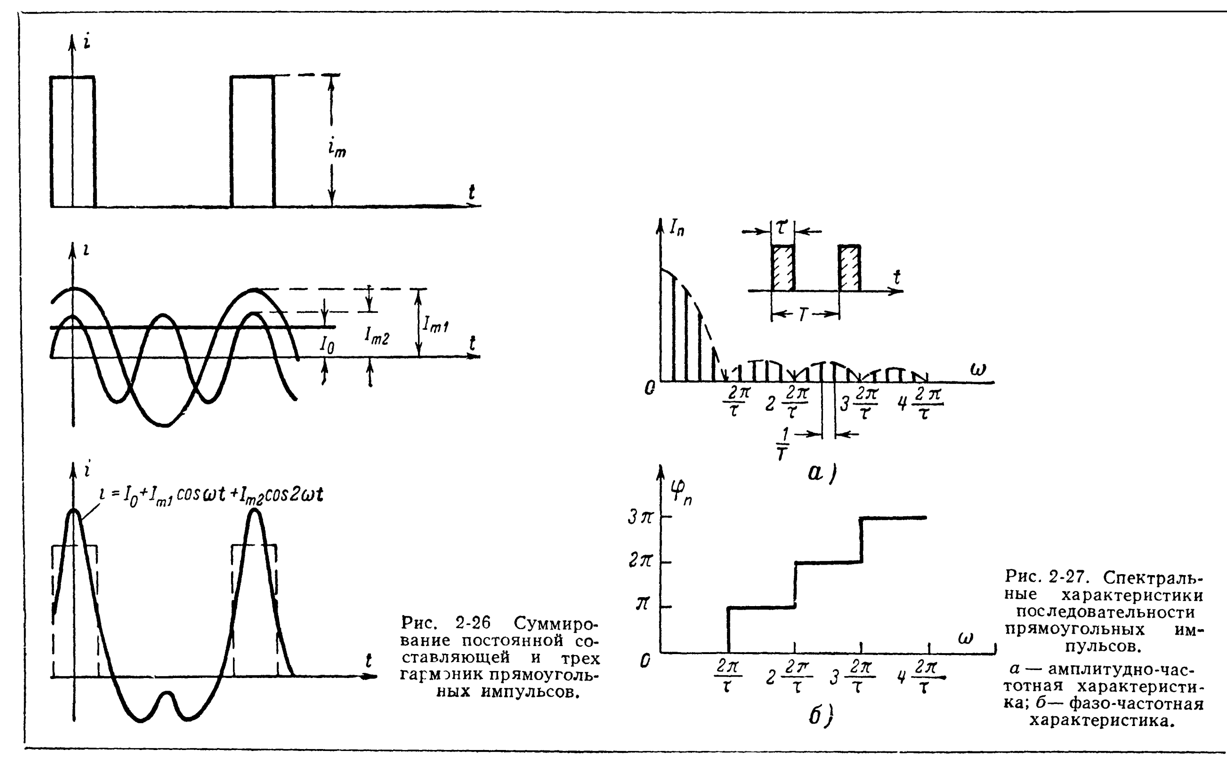


Рис. 2-26 Суммирование постоянной составляющей и трех гармоник прямоугольных импульсов.

Рис. 2-27. Спектральные характеристики последовательности прямоугольных импульсов.

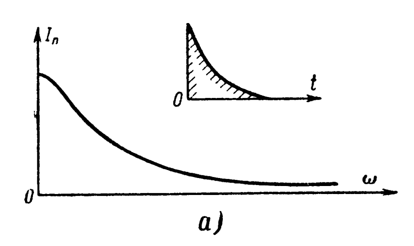
а — амплитудно-частотная характеристика; *б* — фазо-частотная характеристика.

ходить со спектром такого сигнала? Легко убедиться, что с возрастанием периода разница частот между гармониками уменьшается. Действительно, если взять n-ю и $n+1$-ю гармоники, то разница их частот

$$\Delta\omega = (n+1)\,\omega - n\omega = \omega\frac{2\pi}{T} \qquad (2\text{-}34)$$

стремится к нулю при $T \to \infty$.

Следовательно, линейчатый спектр периодических сигналов превращается в сплошной спектр одиночного (непериодического) сигнала. Это объясняет, например, тот факт, что грозовой разряд слышен в приемниках, настроенных на самые различные частоты. Однако, как и у периодических сигналов, амплитуды составляющих спектра убывают с ростом их частоты, поэтому уже в диапазоне УКВ составляющие грозовых разрядов имеют столь малую интенсивность, что практически не мешают радиоприему. Это является одной из причин перевода местного вещания в УКВ диапазон. На рис. 2-28 приведены типичный одиночный сигнал и его амплитудная и фазовая спектральные характеристики.



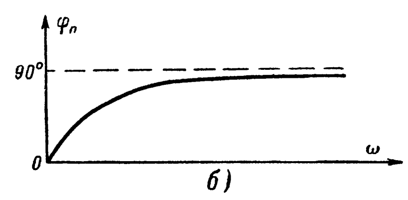


Рис. 2-28. Спектральные характеристики одиночного экспоненциального импульса.
а — амплитудно-частотная характеристика; *б* — фазо-частотная характеристика.

Таким образом, гармонический анализ позволяет свести задачу о прохождении любых сигналов через радиотехнические цепи к рассмотрению прохождения группы синусоидальных сигналов. Поэтому в дальнейшем основное внимание будет уделено выяснению воздействия гармонических напряжений на отдельные цепи и устройства. Это позволит, зная спектральный состав других более сложных сигналов, понять и все особенности воздействия их на те или иные устройства.

2-6. СВОБОДНЫЕ КОЛЕБАНИЯ В КОНТУРЕ

Рассмотрим процессы, происходящие в цепи, составленной из конденсатора и катушки индуктивности (рис. 2-29), в которых не происходит потери энергии. Разомкнув ключ K, замкнем ключ K_1 и зарядим конденсатор от источника постоянного тока. Затем разомкнем ключ K_1 и замкнем ключ K. Конденсатор начнет разряжаться через катушку. Поскольку до этого в катушке тока не было, то вследствие действия э. д. с. самоиндукции ток $i_к$ увеличивается постепенно от нулевого значения, а напряжение на конденсаторе u_C уменьшается. При этом запас энергии электрического поля конденсатора

уменьшается, а запас энергии магнитного поля катушки увеличивается.

Когда напряжение на конденсаторе упадет до нуля, вся энергия электрического поля конденсатора перейдет в энергию магнитного поля катушки, которая достигнет максимума. Одновременно ток, проходящий через катушку, также достигнет максимального значения. Так как ток через катушку не может прекратиться скачком, то он спадает постепенно, перезаряжая при этом конденсатор, т. е. заряжая его пластины зарядами противоположного знака по сравнению с теми, которые были на них до этого. Когда же ток спадет до нуля, вся энергия магнитного поля катушки перейдет в энергию электрического поля конденсатора и напряжение на конденсаторе станет таким же, каким оно было в начале процесса, но с обратным знаком. Затем процесс повторится, но разряд уже будет проходить в противоположном направлении.

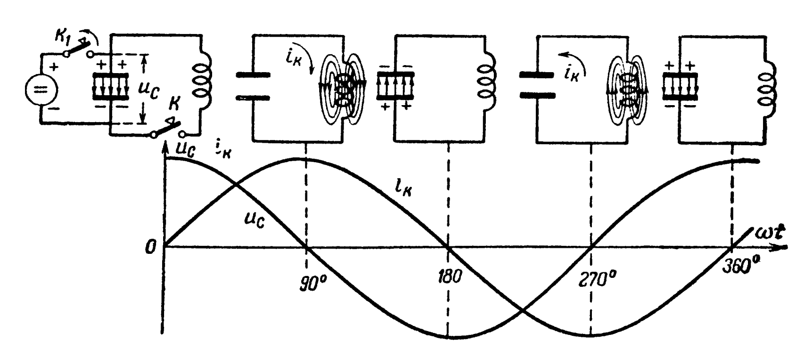


Рис. 2-29. Свободные колебания в контуре.

Таким образом, в цепи происходят незатухающие электрические колебания с поочередным переходом энергии электрического поля конденсатора в энергию магнитного поля катушки и обратно. Поэтому такую цепь, состоящую из конденсатора и катушки индуктивности, называют колебательным контуром. Так как потерь в идеальном контуре нет, то этот процесс продолжается бесконечно. Аналогичные явления можно наблюдать в механических колебательных системах, например при колебаниях идеального маятника, в котором его потенциальная энергия в верхнем положении переходит в кинетическую энергию при нижнем положении (и обратно).

Рассмотренный процесс колебаний в контуре носит название свободных колебаний, так как он протекает без влияния внешней возбуждающей силы только благодаря наличию некоторого запаса энергии в одном из элементов цепи. Ток и напряжение в контуре, как видно из рис. 2-29, изменяются по синусоидальному закону, но со сдвигом по фазе на 90°.

Из равенства максимальных энергий конденсатора $U_{mC}^2 C/2$ и катушки $I_{mL}^2 L/2$, где U_{mC} — амплитуда напряжения на конденса-

торе, I_{mL} — амплитуда тока в катушке, C — емкость конденсатора и L — индуктивность катушки, следует:

$$\frac{U_{mC}}{I_{mL}} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho. \qquad (2\text{-}35)$$

Эта величина называется характеристическим сопротивлением контура и представляет собой сопротивление катушки или конденсатора для тока, проходящего через них (поскольку напряжения на них равны и через них проходит один и тот же ток, то и сопротивления их также равны):

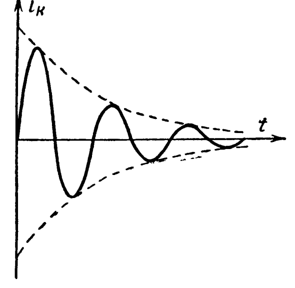


Рис. 2-30. Затухающие колебания.

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}. \qquad (2\text{-}36)$$

Раз при свободных колебаниях сопротивления конденсатора и катушки равны, то в контуре может проходить ток только определенной частоты, при которой

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}, \qquad (2\text{-}37)$$

где ω_0 — круговая частота свободных, или, как их называют, собственных, колебаний контура.

Из этого выражения получаем формулу для определения круговой частоты собственных колебаний контура

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \qquad (2\text{-}38)$$

Здесь ω_0 — в радианах в секунду, L — в генри и C — в фарадах.

Частота собственных колебаний (в герцах) контура может быть найдена по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \qquad (2\text{-}39)$$

Период колебаний в контуре

$$T = \frac{1}{f_0} = 2\pi\sqrt{LC}. \qquad (2\text{-}40)$$

Увеличение периода колебаний с увеличением индуктивности и емкости контура объясняется тем, что чем больше индуктивность контура, тем медленнее происходит изменение тока, и чем больше емкость, тем больше времени требуется на перезарядку конденсатора.

Мы рассматривали процесс колебаний в контуре без потерь. Однако в реальных контурах всегда происходят необратимые потери энергии на нагрев проводов и диэлектрика, а также на излучение, что приводит к постепенному уменьшению амплитуды электрических колебаний, или, как говорят, к их затуханию (рис. 2-30). При расчете контура полагают, что он имеет сосредоточенное сопротивление $r_к$,

потребляющее то же количество энергии, какое расходуется в контуре на все виды потерь.

Колебания в контуре затухают тем быстрее, чем бóльшая доля первоначально запасенной в контуре энергии теряется за период колебаний, т. е. чем больше сопротивление потерь по сравнению с его характеристическим сопротивлением. Отношение характеристического сопротивления контура к сопротивлению потерь называется **добротностью** Q контура:

$$Q = \frac{\rho}{r_к} = \frac{\omega_0 L}{r_к} = \frac{1}{\omega_0 C r_к}. \quad (2\text{-}41)$$

Чем больше добротность, тем медленнее затухают свободные колебания в контурах с одинаковой частотой собственных колебаний. Используемые в радиотехнике контуры обычно имеют добротность от 50 до 300.

2-7. ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

Если последовательно в контур, состоящий из катушки и конденсатора, включить источник переменного напряжения (рис. 2-31, *а*), то в контуре потечет ток с частотой э. д. с. источника, которая в общем случае не совпадает с частотой собственных колебаний контура.

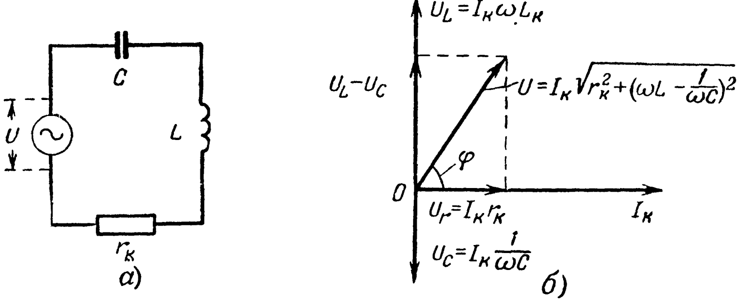


Рис. 2-31. Вынужденные колебания в последовательном контуре.
а — схема включения источника; *б* — векторная диаграмма.

При этом в контуре будут происходить не свободные, а **вынужденные** колебания.

На рис. 2-31, *б* построена векторная диаграмма, характеризующая режим вынужденных колебаний в контуре. При ее построении исходят из вектора тока $I_к$, обтекающего последовательно все элементы контура. Допустим, что в некоторый момент времени он занимает горизонтальное положение и направлен вправо. Напряжение на активном сопротивлении контура совпадает по фазе с током $I_к$ и равно:

$$U_r = I_к r_к.$$

Вектор напряжения на катушке опережает вектор тока на 90° и равен:

$$U_L = I_к X_L = I_к \omega L.$$

Вектор же напряжения на конденсаторе отстает от тока на 90° и равен:

$$U_C = I_к \frac{1}{\omega C}.$$

Таким образом, напряжения на катушке и на конденсаторе оказываются сдвинутыми друг относительно друга на 180°, или, как говорят, они находятся в противофазе. Поэтому их действия в той или иной степени взаимно компенсируют друг друга. На векторной диаграмме это изображается противоположным направлением векторов напряжений U_L и U_C. Вектор, характеризующий их результирующее действие, имеет направление большего из этих векторов и величину, равную их разности. Направления векторов вправо и вверх условно считаются положительными, а влево и вниз — отрицательными. Поэтому напряжение на катушке считается положительным, а напряжение на конденсаторе — отрицательным:

$$U_L - U_C = I_к \omega L - I_к \frac{1}{\omega C} =$$
$$= I_к \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right).$$

Для того чтобы определить полное напряжение на контуре U, к напряжению $U_L - U_C$ нужно прибавить напряжение на активном сопротивлении U_r. Поскольку они сдвинуты по фазе друг относительно друга на 90°, то

$$U = \sqrt{U_r^2 + (U_L - U_C)^2} = I_к \sqrt{r_к^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Из этого выражения следует, что модуль полного сопротивления контура

$$z_к = \frac{U}{I_к} = \sqrt{r_к^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}. \qquad (2\text{-}42)$$

Из векторной диаграммы видно, что угол φ, являющийся углом сдвига фазы тока в контуре относительно напряжения источника, можно найти из соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi_к = \frac{U_L - U_C}{U_r} = \frac{X_к}{r_к}, \qquad (2\text{-}43)$$

где

$$X_к = \omega L - \frac{1}{\omega C}. \qquad (2\text{-}44)$$

Угол $\varphi_к$ тем больше, чем больше реактивная составляющая полного сопротивления контура $X_к$ и чем меньше активная составляющая $r_к$.

Эти выражения показывают, что сопротивление катушки индуктивности X_L, сопротивление конденсатора X_C, а также результирующее реактивное сопротивление контура $X_L - X_C$ и характер последнего изменяются в зависимости от частоты источника тока (рис. 2-32). Из графика видно, что при значении частоты, когда индуктивное и

емкостное сопротивления равны друг другу, результирующее реактивное сопротивление контура равно нулю. Это имеет место, если $\omega L = 1/\omega C$, т. е. когда круговая частота источника переменного тока $\omega = 1/\sqrt{LC}$ и, следовательно, равна частоте собственных колебаний контура, определяемой выражением (2-38). При этом реактивные сопротивления индуктивности и емкости контура, так же как и при свободных колебаниях, равны характеристическому сопротивлению контура ρ.

В этом случае контур имеет чисто активное сопротивление, равное сопротивлению потерь $r_к$. Состояние контура, при котором его сопротивление чисто активное, называется *резонансом*, а частота, при которой это имеет место, — резонансной частотой контура. Так как сопротивление $r_к$ обычно весьма мало, то ток в контуре при резонансе получается большим:

$$I_{к.рез} = \frac{U}{r_к}. \qquad (2\text{-}45)$$

Этот ток будет тем больше, чем меньше сопротивление потерь контура.

Увеличение тока в цепи приводит к увеличению напряжения на катушке и конденсаторе контура, суммарное же напряжение на них равно нулю:

$$U_{L\,рез} = -U_{C\,рез} = I_{к.рез}\,\rho = U\frac{\rho}{r_к} = UQ. \qquad (2\text{-}46)$$

Следовательно, добротность контура показывает, во сколько раз напряжение на конденсаторе (катушке) при резонансе больше напряжения источника.

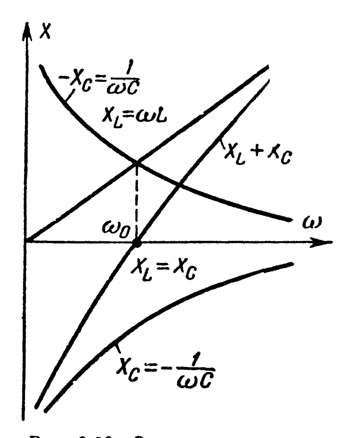


Рис. 2-32. Зависимость сопротивлений элементов контура и их суммы от частоты.

Резкое увеличение напряжений на реактивных элементах контура при их взаимной компенсации является важной особенностью резонанса при последовательном включении источника тока в контур. Поэтому это явление часто называют *резонансом напряжений*.

На частотах ниже резонансной преобладающее значение имеет сопротивление конденсатора, которое увеличивается по мере уменьшения частоты. Поэтому полное сопротивление контура имеет характер сопротивления последовательно соединенных эквивалентной емкости и активного сопротивления, причем эта эквивалентная емкость не равна емкости конденсатора контура. Так как по мере ухода от резонансной частоты разность $\omega L - \frac{1}{\omega C}$ быстро растет по абсолютной величине, то быстро растет полное сопротивление контура, а ток уменьшается. Угол сдвига фаз тока в контуре и напряжения источника возрастает и при достаточно большой разности частоты источника и резонансной частоты контур представляет собой большое, практически чисто реактивное сопротивление емкостного характера. Раз-

ность между частотой источника тока и резонансной частотой принято называть **расстройкой**:

$$\Delta\omega = \omega - \omega_0. \quad (2\text{-}47)$$

На частотах, более высоких, чем резонансная частота, сопротивление катушки превышает сопротивление конденсатора, и контур представляет собой сопротивление последовательно соединенных эквивалентной индуктивности и активного сопротивления, причем эквивалентная индуктивность не равна индуктивности катушки контура.

С увеличением расстройки при повышении частоты полное сопротивление контура быстро возрастает, а ток в контуре уменьшается; угол сдвига фаз тока и напряжения растет, и при достаточно больших расстройках контур представляет собой сопротивление практически чисто индуктивного характера.

При неизменной амплитуде напряжения U отношение тока в контуре при расстройке к току при резонансе обратно пропорционально отношению его полного сопротивления при расстройке к сопротивлению при резонансе:

$$\frac{I_к}{I_{к.рез}} = \frac{z_{рез}}{z} = \frac{r_к}{\sqrt{r_к^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \quad (2\text{-}48)$$

Преобразуем выражение, стоящее под корнем:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega L\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right).$$

Учитывая, что

$$LC = \frac{1}{\omega_0^2},$$

получим:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega L\,\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2} = \omega L\,\frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega^2}.$$

При частотах, близких к резонансной, когда можно считать $\omega \approx \omega_0$ и $\omega_0 + \omega \approx 2\omega_0$, используя формулу (2-47,) получим:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\,\omega_0 L. \quad (2\text{-}49)$$

Подставив это выражение в формулу (2-48) и разделив числитель и знаменатель на $r_к$, получим:

$$\frac{I_к}{I_{к.рез}} = \frac{z_{рез}}{z} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0 L}{r_к}\right)^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}.$$

Учитывая, что $\frac{\omega_0 L}{r_к} = Q$, это выражение можно переписать в виде

$$\frac{I_к}{I_{к.рез}} = \frac{z_{рез}}{z} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}. \quad (2\text{-}50)$$

Выражение (2-50) называют уравнением резонансной характеристики (кривой) контура. Оно показывает, что при одной и той же расстройке относительное уменьшение тока в контуре тем больше, чем выше добротность контура. Если использовать контур с достаточно высокой добротностью — порядка нескольких десятков и выше (что практически всегда достижимо), то множитель Q^2 под корнем выражения (2-50) становится очень большой величиной и даже при малых расстройках $\Delta\omega$ ток в контуре будет резко уменьшаться по сравнению с резонансным значением. Это иллюстрируется кривыми на рис. 2-33, где изображены резонансные характеристики контуров с различной добротностью. Они показывают, что интенсивные колебания в контуре создают только источники, частота которых близка к частоте его собственных колебаний. Иначе говоря, контур «пропускает» колебания определенного спектра частот. Это свойство характеризуют полосой пропускания контура — областью частот, в пределах которой амплитуда колебаний уменьшается менее чем в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с резонансом.

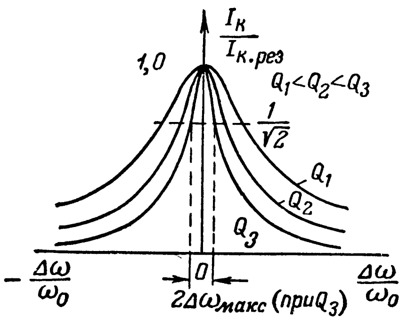


Рис. 2-33. Резонансные характеристики контура.

Максимальная расстройка в пределах полосы пропускания определяется из уравнения (2-50):

$$\frac{I_к}{I_{к.рез}}=\frac{1}{\sqrt{2}}=\frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(2\frac{\Delta\omega_{макс}}{\omega_0}\right)^2}},$$

откуда отношение максимальной расстройки в пределах полосы пропускания к резонансной частоте контура

$$\frac{\Delta\omega_{макс}}{\omega_0}=\frac{1}{2Q}.$$

Поскольку резонансная кривая симметрична, полоса пропускания контура

$$2\Delta\omega_{макс}=\frac{\omega_0}{Q}. \qquad (2\text{-}51)$$

Таким образом, полоса пропускания контура тем у́же, чем выше добротность контура.

Добротность контура определяется в основном качеством катушки индуктивности, на которую приходятся почти все потери. Ширина полосы пропускания $2\Delta\omega_{макс}$ составляет 0,3—2% от резонансной частоты контура. Свойство контура «пропускать» токи с частотой, близкой к резонансной, и практически не пропускать токи других частот называется избирательностью. Избирательность контура тем больше, чем у́же полоса пропускания, т. е. чем выше добротность контура.

Избирательные свойства контуров широко используются в радиотехнике, например, для выделения из сигналов множества радиостанций, принятых антенной и переданных на вход приемника, сигнала только той станции, на частоту которой настроен приемник.

2-8. ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ПАРАЛЛЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

В радиотехнических устройствах особенно часто встречаются цепи, в которых элементы колебательного контура (катушка и конденсатор) при подключении к источнику э. д. с. соединяются параллельно (рис. 2-34). Такой контур называется параллельным.

При построении векторной диаграммы для параллельного контура по горизонтальной оси откладывается вектор напряжения на контуре U (рис. 2-35). Под действием этого напряжения через конденсатор проходит ток I_C, практически опережающий напряжение на 90° (сопротивление по-

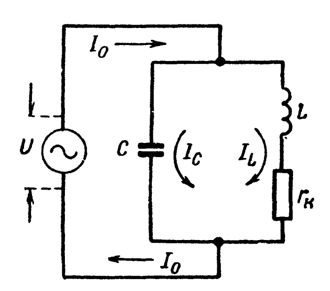


Рис. 2-34. Параллельный колебательный контур.

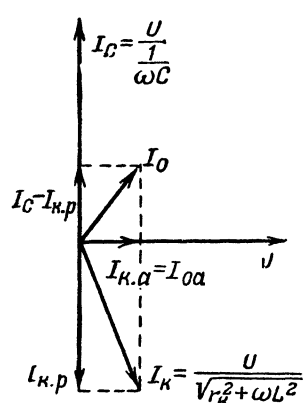


Рис. 2-35. Векторная диаграмма при вынужденных колебаниях в параллельном контуре.

терь в конденсаторе обычно очень мало и его не учитывают). Этот ток

$$I_C=\frac{U}{X_C}=\frac{U}{\frac{1}{\omega C}}=U\omega C.$$

Ток, проходящий через катушку $I_L = I_к$, отстает от напряжения на угол, несколько меньший 90°, вследствие потерь в катушке. Его амплитуда

$$I_L=I_к=\frac{U}{z_к}=\frac{U}{\sqrt{r_к^2+(\omega L)^2}}.$$

Этот ток можно представить как сумму активной составляющей $I_{к.а}$, совпадающей по фазе с напряжением на контуре, и реактивной составляющей $I_{к.р}$, отстающей по фазе от напряжения на 90°. Ток I_C, проходящий через конденсатор, и реактивная составляющая тока

$I_{к.р}$ имеют противоположные направления. Например, если в данный момент времени ток в емкостной ветви контура проходит сверху вниз, то в индуктивной ветви он идет снизу вверх. Поэтому амплитуда реактивной составляющей общего тока в цепи источника, согласно правилу Кирхгофа равная сумме токов в параллельных ветвях контура, будет равна разности амплитуд их реактивных составляющих:

$$I_{о.р} = I_C - I_{к.р}.$$

Кроме нее, в цепи источника проходит активная составляющая тока $I_{о.а} = I_{к.а}$, которая пополняет потери энергии в контуре.

Ток, проходящий через конденсатор, увеличивается пропорционально частоте (рис. 2-36):

$$I_C = \frac{U}{X_C} = U\omega C.$$

Если пренебречь сопротивлением потерь катушки по сравнению с ее реактивным сопротивлением, которое в десятки и сотни раз больше активного сопротивления, то ток $I_{к.р}$ через катушку индуктивности изменяется обратно пропорционально частоте:

$$I_{к.р} = \frac{U}{X_L} = \frac{U}{\omega L}.$$

Рис. 2-36. Токи в параллельном контуре.

Пользуясь кривыми для токов I_C и $I_{к.р}$, легко получить график изменения реактивной составляющей общего тока I_0 в цепи источника. На частоте, при которой

$$\frac{U}{\omega L} = U\omega C, \tag{2-52}$$

токи I_C и $I_{к.р}$ равны.

Так как эти токи имеют противоположные направления, то в контуре проходит кольцевой переменный ток, а в подводящей цепи ток равен нулю. Следовательно, идеальный контур в этом случае представляет собой бесконечно большое сопротивление, включенное в цепь источника тока. Описанные выше явления в параллельном контуре называют резонансом токов.

В реальном контуре с потерями полной компенсации токов в параллельных ветвях не происходит. Если сопротивление потерь катушки $r_к \neq 0$, то в цепи источника проходит небольшая активная составляющая тока в катушке $I_{к.а}$ и, следовательно, контур представляет для источника большое чисто активное сопротивление. Из формулы (2-52) следует, что резонансная частота

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

На более низких частотах ток в индуктивной ветви контура больше тока в емкостной ветви (рис. 2-36), и в подводящей цепи суммарный

ток $I_{к.р} - I_C$ имеет индуктивный характер. На частотах выше резонансной преобладает ток емкостной ветви.

Следует обратить внимание на то, что зависимость характера реактивного сопротивления параллельного контура от знака расстройки противоположна зависимости, получаемой при последовательном включении тех же элементов.

Ток в индуктивной ветви

$$I_к = \frac{U}{\sqrt{r_к^2 + (\omega L)^2}}. \tag{2-53}$$

Активная составляющая этого тока, проходящая при резонансе в цепи источника,

$$I_{к.а} = I_к \cos\varphi, \tag{2-54}$$

где

$$\cos\varphi = \frac{r_к}{\sqrt{r_к^2 + (\omega_0 L)^2}}. \tag{2-55}$$

Следовательно,

$$I_{о.рез} = I_{к.а} = \frac{U r_к}{r_к^2 + (\omega_0 L)^2}, \tag{2-56}$$

откуда сопротивление параллельного контура при резонансе эквивалентно чисто активному сопротивлению:

$$R_э = \frac{U}{I_{о.рез}} = \frac{r_к^2 + (\omega_0 L)^2}{r_к}. \tag{2-57}$$

Поскольку величиной $r_к^2$ в числителе по сравнению с $(\omega_0 L)^2$ практически можно пренебречь, то

$$R_э = \frac{(\omega_0 L)^2}{r_к}. \tag{2-58}$$

Учитывая равенства (2-36) и (2-41), это выражение можно представить в виде

$$R_э = \frac{\rho^2}{r_к} = Q\rho. \tag{2-59}$$

Так как контуры, используемые в радиотехнических устройствах, обычно имеют добротность от нескольких десятков до нескольких сотен и характеристическое сопротивление от нескольких десятков до нескольких сотен ом, то их эквивалентное сопротивление при резонансе обычно лежит в пределах от нескольких тысяч до сотен тысяч ом.

Представляет интерес соотношение между током в контуре и током в цепи источника:

ток в контуре

$$I_к \approx I_C = U\omega C = \frac{U}{\rho}, \tag{2-60}$$

ток в цепи источника

$$I_{о.\,рез} = \frac{U}{R_э} = \frac{U}{\rho Q} \qquad (2\text{-}61)$$

и их отношение

$$\frac{I_к}{I_{о.\,рез}} = Q. \qquad (2\text{-}62)$$

Таким образом, добротность контура показывает, во сколько раз ток в параллельном контуре при резонансе превышает ток в цепи источника.

Из проведенного анализа явлений в контуре следует, что для источника питания в зависимости от расстройки контур представляет либо активное, либо комплексное сопротивление, равноценное, или, как принято говорить, эквивалентное, последовательному или параллельному соединению всего двух элементов: активного сопротивления и реактивного сопротивления того или иного знака. Метод сведения сложных цепей к простейшей последовательной (рис. 2-37, *а*) или параллельной (рис. 2-37, *б*) эквивалентным схемам широко используется в радиотехнике. Проиллюстрируем его на очень важном для дальнейшего примере нахождения эквивалентных параметров параллельного контура. Параметры последовательной эквивалентной схемы будем всегда обозначать строчными буквами $r_э$ и $x_э$, а параллельной — прописными $R_э$ и $X_э$.

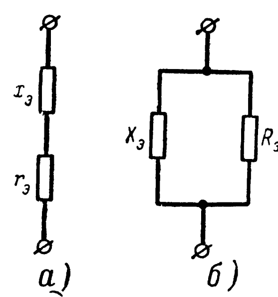


Рис. 2-37. Эквивалентные схемы.
а — последовательная; *б* — параллельная.

Допустим, что контур состоит из двух параллельных ветвей с сопротивлениями $z_1 = r_1 + jx_1$ и $z_2 = r_2 + jx_2$. Общая проводимость параллельного соединения

$$\frac{1}{z_э} = \frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2},$$

откуда

$$z_э = \frac{z_1 z_2}{z_1 + z_2} = \frac{r_1 r_2 - x_1 x_2 + j(x_1 r_2 + x_2 r_1)}{r_1 + r_2 + j(x_1 + x_2)}.$$

Практически абсолютные значения $x_1 \gg r_1$ и $x_2 \gg r_2$, поэтому все слагаемые в числителе много меньше произведения $x_1 x_2$, и мы можем с достаточной точностью написать:

$$z_э \approx -\frac{x_1 x_2}{r_к + j(x_1 + x_2)}, \qquad (2\text{-}63)$$

где $r_к = r_1 + r_2$ — полное сопротивление потерь в контуре.

Сопротивлением $r_к$ в знаменателе нельзя пренебрегать, потому что вблизи от резонанса сумма $x_1 + x_2 \to 0$.

Умножив числитель и знаменатель равенства (2-63) на $r_к - j \times \times (x_1 + x_2)$, получим:

$$z_э = r_э + jx_э = \frac{-x_1 x_2 r_к}{r_к^2 + (x_1 + x_2)^2} + j\,\frac{x_1 x_2 (x_1 + x_2)}{r_к^2 + (x_1 + x_2)^2}. \qquad (2\text{-}64)$$

Для параллельного контура

$$-x_1x_2 = -\omega L\left(-\frac{1}{\omega C}\right) = \frac{L}{C} = \rho^2 \ . \qquad (2\text{-}65)$$

Разделив числитель и знаменатель выражения (2-64) на $r_к^2$ и воспользовавшись формулой (2-49), получим:

$$r_э \approx \frac{\rho^2}{r_к} \frac{1}{1+Q^2\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}; \qquad (2\text{-}66)$$

$$x_э \approx \frac{\rho^3}{r_к^2} \frac{\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}}{1+Q^2\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}. \qquad (2\text{-}67)$$

На рис. 2-38, *а* приведены графики изменения активной и реактивной составляющих эквивалентного. сопротивления контура от

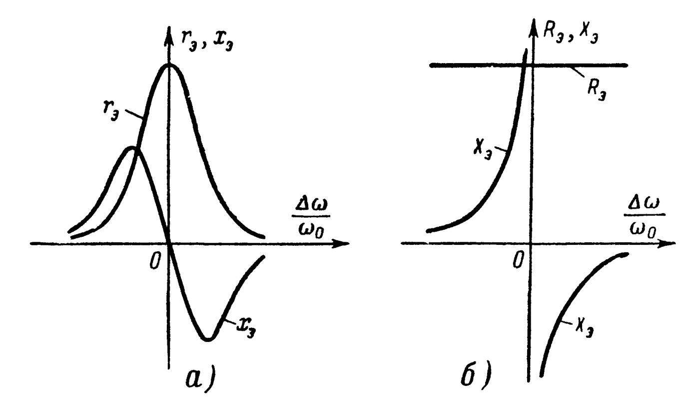


Рис. 2-38. Зависимость эквивалентных сопротивлений параллельного контура от относительной расстройки.

а — последовательной схемы; *б* — параллельной схемы.

расстройки. Активная составляющая резко возрастает с уменьшением расстройки, достигая при резонансе максимального значения:

$$r_{э.рез} = R_э = \frac{\rho^2}{r_к} = \frac{L}{Cr_к}.$$

Реактивная составляющая при резонансе изменяет знак, проходя через максимум при относительных расстройках

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \pm\frac{1}{2Q},$$

т. е. согласно выражению (2-51) на границах полосы пропускания. Абсолютная величина $|x_э|_{макс} = \frac{R_э}{2}$.

Теперь найдем зависимость параметров параллельной эквивалентной схемы от частоты. При малых расстройках $x_1 \approx -x_2 \approx x_0$, поэтому выражение (2-63) можно переписать в виде

$$Z_э \approx \frac{x_0^2}{r_к + j(x_1 + x_2)}.$$

Проводимость контура должна равняться сумме проводимостей эквивалентной схемы:

$$\frac{1}{Z_э} = \frac{r_к + j(x_1 + x_2)}{x_0^2} = \frac{1}{R_э} + \frac{1}{jX_э}. \qquad (2\text{-}68)$$

Отсюда, приравнивая активные и реактивные составляющие и используя формулу (2-49), получим:

$$R_э = \frac{x_0^2}{r_к} = \frac{\omega_0^2 L^2}{r_к} = \frac{1}{(\omega_0 C)^2 r_к} = \frac{\rho^2}{r_к}; \qquad (2\text{-}69)$$

$$X_э = \frac{x_0^2}{x_1 + x_2} \approx \frac{\rho\,\omega_0}{2\Delta\omega}. \qquad (2\text{-}70)$$

Эти зависимости имеют очень интересный характер (рис. 2-38, *б*): активная составляющая равна резонансному сопротивлению контура

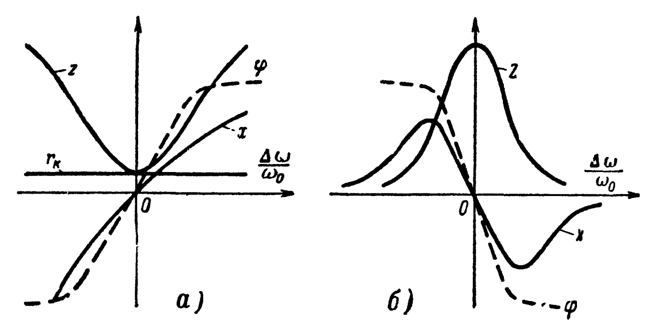


Рис. 2-39. Зависимость полных сопротивлений контура и сдвига фаз тока и напряжения в цепи источника от расстройки.

а — в последовательном контуре; *б* — в параллельном контуре.

и не зависит от частоты; реактивная составляющая имеет разные знаки по разные стороны от резонанса, а около резонанса она уходит в бесконечность и монотонно убывает с увеличением расстройки. Такие зависимости эквивалентных параметров от частоты очень удобны при анализе явлений в схемах с контурами, поэтому параллельная эквивалентная схема часто будет использована в дальнейшем.

В заключение сравним поведение последовательного и параллельного контуров в зависимости от расстройки.

Последовательный контур при значительных расстройках представляет для источника большое реактивное сопротивление — емкостное, если частота источника ниже собственной частоты контура, и индуктивное, если частота выше. При резонансе контур предста-

вляет для источника чисто активное сопротивление, равное сопротивлению потерь в его элементах (обычно это доли или единицы ом). Эта зависимость изображена на рис. 2-39, *а*.

Параллельный контур, наоборот, для источника, частота которого ниже собственной частоты контура, представляет индуктивное, а для источника с частотой выше резонансной — емкостное сопротивление. При резонансе контур представляет для источника большое чисто активное сопротивление (обычно измеряемое единицами или десятками килоом). Эта зависимость изображена на рис. 2-39, *б*. Штриховыми линиями на рис. 2-39 показана зависимость угла сдвига фаз между током и напряжением источника от расстройки.

При неизменной величине напряжения источника отношение его тока в случае расстройки к току при резонансе обратно пропорционально отношению полных эквивалентных сопротивлений контура. Если воспользоваться параллельной эквивалентной схемой контура, то

$$\frac{I_0}{I_{0\,\text{рез}}} = \frac{Z_{\text{рез}}}{Z} = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{R_э}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}{\frac{1}{R_э}} =$$

$$= \sqrt{1 + R_э^2\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}. \quad (2\text{-}71)$$

Аналогично выражению (2-49) можно написать:

$$\omega C - \frac{1}{\omega L} \approx \omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}.$$

Подставляя это выражение в формулу (2-71) и учитывая формулу (2-41), получаем:

$$\frac{I_0}{I_{0\,\text{рез}}} = \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}. \quad (2\text{-}72)$$

Параллельный контур характеризуют полосой пропускания, в пределах которой общий ток в цепи источника увеличивается не более чем в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с током при резонансной частоте. Максимальная расстройка в пределах полосы пропускания определяется из формулы (2-72):

$$\sqrt{2} = \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta\omega_{\text{макс}}}{\omega_0}\right)^2},$$

откуда полоса пропускания контура

$$2\Delta\omega_{\text{макс}} = \frac{\omega_0}{Q}. \quad (2\text{-}73)$$

Из формул (2-73) и (2-51) видно, что ширина полосы пропускания у параллельного и последовательного контуров, составленных из одних и тех же элементов, одинакова.

Следует отметить, что в том случае, когда параллельно колебательному контуру включено некоторое активное сопротивление, часть

тока из контура ответвляется в это сопротивление, где теряется энергия. В соответствии с формулой (2-58) включение параллельно контуру сопротивления R эквивалентно включению в цепь катушки контура сопротивления $r=\frac{(\omega L)^2}{R}$. Следовательно, при этом в контур вносятся дополнительные потери, что приводит к снижению добротности и сопротивления параллельного контура при резонансе, а также к расширению полосы пропускания.

2-9. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В КОЛЕБАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

В современных радиотехнических устройствах приходится встречаться с процессами очень малой длительности, имеющими продолжительность в миллионные доли секунды и меньше. Несмотря на кратковременность, они играют важную роль, и часто их длительность и характер определяют важнейшие показатели и работоспособность аппаратуры в целом. Ранее мы познакомились с переходными процессами, происходящими в цепях с одним накопителем энергии. Теперь рассмотрим, как протекают переходные процессы в колебательном контуре, содержащем реактивные элементы двух знаков (индуктивность и емкость).

Прежде всего познакомимся с процессом затухания колебаний в контуре при выключении внешнего возбуждающего источника; затухание неизбежно во всяком реальном контуре вследствие наличия в нем активных потерь.

Когда источник включен (считаем, что он имеет частоту, равную частоте собственных колебаний контура), в контуре устанавливаются незатухающие колебания, во время которых за половину периода в контурной катушке запас энергий ΔW_p изменяется от $\frac{I^2 L}{2}$ до 0. Согласно выражению (2-23) энергия, теряемая во время этого перехода в активном сопротивлении контура,

$$\Delta W_a=\frac{1}{2} I^2 r \frac{T}{2}.$$

Отношение теряемой энергии к запасаемой (реактивной) в контуре в процессе колебаний будет:

$$\frac{\Delta W_a}{\Delta W_p}=\frac{r}{2L} T.$$

Эта величина, отнесенная к периоду колебаний, называется коэффициентом з а т у х а н и я контура

$$\alpha=\frac{r}{2L}. \qquad (2\text{-}74)$$

Очевидно, что она будет характеризовать скорость затухания колебаний в контуре при выключении возбуждающего источника.

Если сопротивление потерь столь велико, что за половину периода колебаний в контуре в нем теряется вся запасенная энергия, то колеба-

ний не будет: после выключения источника в цепи возникнет всего один импульс тока (рис. 2-40, *а*). Если же потери в контуре будут меньше, то в цепи возникнут колебания с уменьшающейся амплитудой, число которых до прекращения процесса тем больше, чем меньше затухание контура (рис. 2-40, *б* и *в*). Длительность процесса может быть оценена постоянной времени — величиной, обратной коэффициенту затухания,

$$\tau = \frac{2L}{r}. \qquad (2\text{-}75)$$

После выключения источника по истечении времени $t = \tau$ амплитуда колебаний уменьшается в 2,7 раза, при $t = 2\tau$ — в $2{,}7^2 = 7{,}3$ раза, а при $t = 3\tau$ — в $2{,}7^3 \approx 20$ раз. В последнем случае практически можно считать процесс закончившимся, т. е. колебания затухшими.

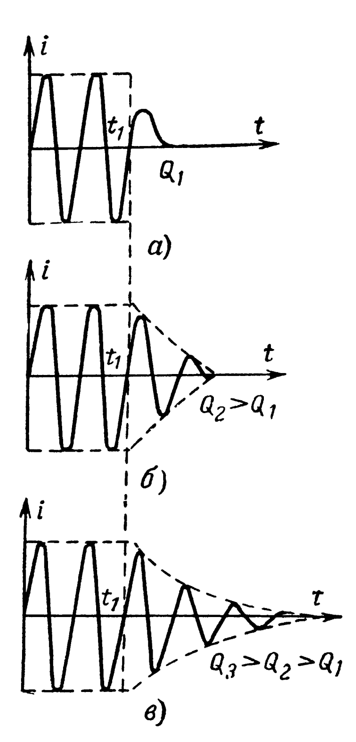


Рис. 2-40. Переходные процессы в контурах различной добротности при выключении источника возбуждающего напряжения.

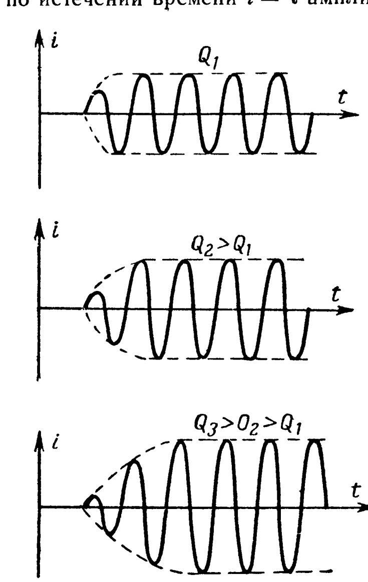


Рис. 2-41. Переходные процессы в контурах различной добротности при включении источника возбуждающего напряжения.

Так как $Q = \frac{\omega_0 L}{r}$, то $\frac{L}{r} = \frac{Q}{\omega_0}$. Подставив это отношение в выражение для постоянной времени (2-75), получим:

$$\tau = \frac{2Q}{\omega_0} = \frac{Q}{\pi f_0}. \qquad (2\text{-}76)$$

Иными словами, длительность переходного процесса $t_{уст}$ будет тем больше, чем больше добротность контура. Практически можно полагать:

$$t_{уст} = 3\tau = \frac{3Q}{\pi f_0} \approx \frac{Q}{f_0}. \qquad (2\text{-}77)$$

Поскольку же добротность контура связана с полосой пропускания соотношением $Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega_{макс}} = \frac{f_0}{2\Delta f_{макс}}$, то

$$t_{уст} = \frac{3}{2\pi\Delta f_{макс}} \approx \frac{1}{2\Delta f_{макс}}, \qquad (2\text{-}78)$$

т. е. длительность процесса спадания амплитуды колебаний в контуре тем меньше, чем шире его полоса пропускания.

При включении источника переменной э. д. с. колебания в контуре будут нарастать постепенно (рис. 2-41). Скорость их нарастания также ограничивается наличием потерь в активном сопротивлении контура. Очевидно, что возрастание запаса энергии в реактивных элементах контура происходит тем быстрее, чем меньше он в установившемся режиме и чем меньшая доля подводимой энергии теряется в активном сопротивлении контура. Иными словами, постоянная времени возрастания колебаний в контуре определяется теми же величинами, что и постоянная времени при их спадании.

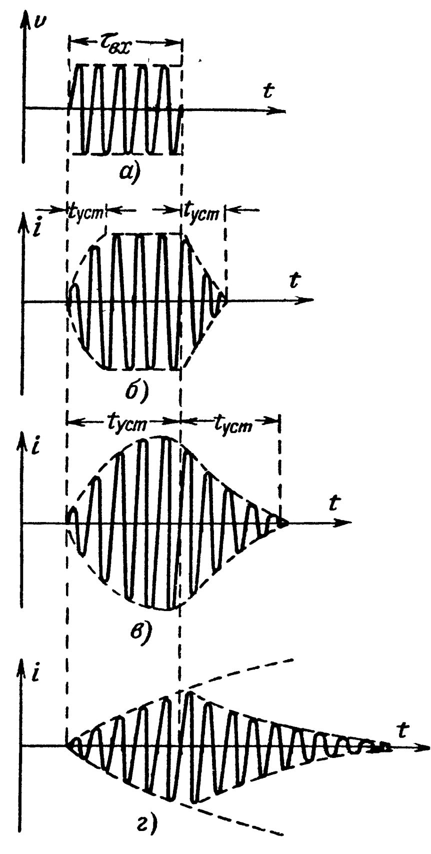


Рис. 2-42. Воздействие кратковременного импульса высокочастотного напряжения на контуры различной добротности.

Все сказанное позволяет понять процессы, происходящие в колебательном контуре при воздействии на него импульса высокочастотного напряжения (рис. 2-42, *а*). Из-за постепенного нарастания и спадания амплитуды напряжения на контуре форма высокочастотного импульса искажается. Искажения малы, если длительность импульса много больше длительности переходных процессов (рис. 2-42, *б*). Если же эти длительности одного порядка, то искажения становятся значительными (рис. 2-42, *в*). Наконец, если длительность переходных процессов больше длительности импульсов, то процесс нарастания

амплитуды колебаний, не успев закончиться к моменту окончания высокочастотного импульса, сменяется процессом затухания (рис. 2-42, *г*). Длительность искаженного импульса в этом случае оказывается значительно больше длительности возбуждающего импульса, а амплитуда импульса в контуре при этом не успевает достичь максимально возможного значения.

Следовательно, для получения малых искажений формы импульса нужно использовать контур с возможно меньшим $t_{уст}$, т. е. контур с достаточно широкой полосой пропускания и малой добротностью. Однако при этом следует помнить, что уменьшение добротности контура приводит к уменьшению его сопротивления при резонансе, что, конечно, невыгодно. Поэтому обычно выбирают добротность контура близкой к такой величине, при которой амплитуда колебаний за время импульса успевает нарасти до своего максимального значения. На основании выражений (2-76) — (2-78) добротность контура при этом $Q \leqslant 3\tau f_0$, а полоса пропускания $2\Delta f_{макс} \geqslant \frac{1}{3\tau}$.

Эти условия часто приводят к необходимости применять контуры с очень большой полосой пропускания. Например, в радиолокационных устройствах используются импульсы длительностью порядка микросекунды ($\tau = 1 \cdot 10^{-6}$ *сек*), поэтому для удовлетворительного воспроизведения такого импульса контуры приемного устройства должны обладать полосой пропускания не менее $2\Delta f_{макс} = \frac{1}{3 \cdot 10^{-6}} \approx$ $\approx 0{,}3$ *Мгц*.

2-10. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ, СОДЕРЖАЩИЕ В ОДНОЙ ИЗ ВЕТВЕЙ РЕАКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РАЗНОГО ХАРАКТЕРА

Выше были рассмотрены параллельные контуры, содержащие в одной ветви конденсатор, а в другой катушку. Такие контуры называются контурами **первого вида**. В радиотехнике часто применяются параллельные контуры, в ветвях которых последовательно включены катушки и конденсаторы. Контур, в обеих ветвях которого включены катушки индуктивности L_1 и L_2 (рис. 2-43), называется контуром **второго вида** (его можно превратить в контур первого вида, подключив источник к точкам *б* и *в*). Контур, в обеих ветвях которого включены конденсаторы (рис. 2-44), называется контуром **третьего вида** (его можно превратить в контур первого вида, подключив источник к точкам *б* и *в*).

Интересной особенностью этих контуров является то, что в них могут возникать резонансные явления на двух различных частотах. В случае, когда

$$\omega_1 L_2 = \frac{1}{\omega_1 C}, \tag{2-79}$$

в правой ветви контура второго вида (рис. 2-43) имеет место резонанс напряжений. При этом правая ветвь представляет собой небольшое активное сопротивление, и через нее течет почти весь ток. Таким образом, она практически определяет общее эквивалентное сопротивление контура, которое имеет поэтому активный характер.

На более низкой частоте, когда сумма всех реактивных сопротивлений контура равна нулю, т. е.

$$\omega_2 L_1 + \omega_2 L_2 - \frac{1}{\omega_2 C} = 0, \quad (2\text{-}80)$$

возникает резонанс токов и контур представляет собой большое чисто активное сопротивление. Так как в этом случае активные сопротивления ветвей малы по сравнению с реактивными, то токи правой и левой ветвей ($I_п$ и $I_л$) сдвинуты относительно напряжения на контуре на углы $\pm 90°$. Вследствие этого в общей цепи проходит небольшой активный ток.

На частотах, близких к частоте резонанса токов, изменение эквивалентного сопротивления контура соответствует изменению реак-

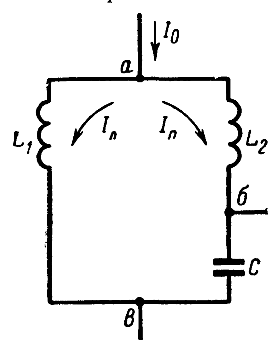


Рис. 2-43. Контур второго вида.

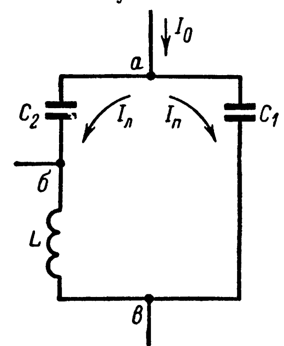


Рис. 2-44. Контур третьего вида.

тивного сопротивления параллельного контура, а на частотах, близких к частоте резонанса напряжений, — изменению реактивного сопротивления последовательного контура. Это можно пояснить при помощи графиков реактивных сопротивлений контура (рис. 2-45). На рис. 2-45, *а* изображен график эквивалентного реактивного сопротивления правой ветви контура (см. рис. 2-43)

$$X_п = X_{L2} - X_C,$$

на рис. 2-45, *б* построен график ее проводимости

$$b_п = \frac{1}{X_п},$$

на рис. 2-45, *в* эта проводимость графически складывается с проводимостью левой ветви контура

$$b_л = \frac{1}{X_{L1}},$$

и на рис. 2-45, *г* построен график эквивалентного реактивного сопротивления контура

$$X_э = \frac{1}{b_п + b_л}.$$

Определим, в каком соотношении находятся частоты резонансов напряжений и токов. Из выражения (2-79)

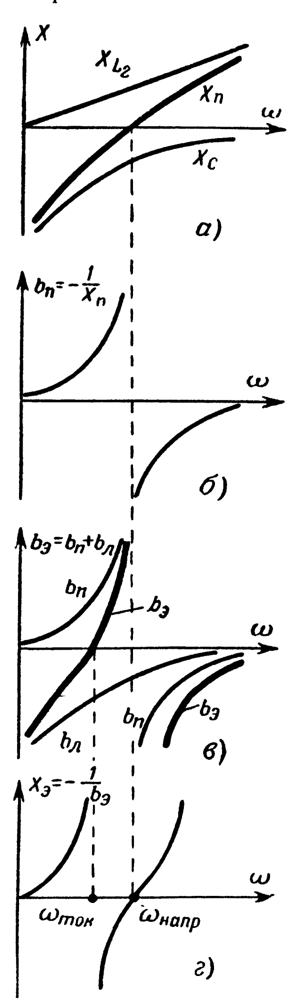


Рис. 2-45. Зависимость сопротивлений элементов контура второго вида от частоты.

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}, \qquad (2\text{-}81)$$

а из выражения (2-80)

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) C}}. \qquad (2\text{-}82)$$

Из двух же последних равенств следует:

$$\omega_1 = \omega_2 \sqrt{1 + \frac{L_1}{L_2}}. \qquad (2\text{-}83)$$

Как уже указывалось, контур второго вида (рис. 2-43) может быть образован из контура первого вида подключением одного из вводов к части катушки индуктивности. В этом случае отношение индуктивности, входящей в индуктивную ветвь, к индуктивности всей катушки называют коэффициентом включения контура

$$p = \frac{L_1}{L_1 + L_2}. \qquad (2\text{-}84)$$

Поэтому формула (2-83) может быть записана в виде

$$\omega_1 = \omega_2 \sqrt{\frac{1}{1 - p}}. \qquad (2\text{-}85)$$

При резонансе токов, когда токи в обеих ветвях контура примерно одинаковы, коэффициент включения показывает отношение напряжения между точками *а* и *в* к напряжению на всей катушке между точками *б* и *в* (рис. 2-43):

$$\frac{U_{а\text{-}в}}{U_{б\text{-}в}} = \frac{I_к L_1}{I_к (L_1 + L_2)} = p. \qquad (2\text{-}86)$$

Мощность, расходуемая в контуре при резонансе, когда в нем проходит ток $I_к$,

$$P = \frac{1}{2} I_к^2 r_к, \qquad (2\text{-}87)$$

где $r_к$ — сумма всех сопротивлений потерь в контуре. Напряжение между точками включения *а* и *в*, создаваемое током $I_к$ (без учета сопротивления потерь),

$$U_к = I_к \omega_2 L_1.$$

Расходуемая в контуре мощность может быть также подсчитана по формуле

$$P = \frac{1}{2}\frac{U_к^2}{R_{э2}} = \frac{I_к^2(\omega_2 L_1)^2}{2R_{э2}}. \qquad (2\text{-}88)$$

Сравнивая выражения (2-87) и (2-88), получаем:

$$R_{э2} = \frac{\omega_2^2 L_1^2}{r_к} = p^2\frac{(\omega_2 L)^2}{r_к}, \qquad (2\text{-}89)$$

где

$$L = L_1 + L_2.$$

Сомножитель $(\omega_2 L)^2/r_к$ в соответствии с формулой (2-58) представляет собой эквивалентное сопротивление контура $R_э$ при использовании его как контура первого вида, и, следовательно,

$$R_{э2} = p^2 R_э. \qquad (2\text{-}90)$$

Этот результат имеет большое практическое значение. Если сделать один из вводов в виде щупа с зажимом на конце, то, переставляя его вдоль катушки, можно уменьшить величину эквивалентного сопротивления контура до любой нужной величины. Такой способ изменения сопротивления контура широко используется в радиопередающих устройствах.

Рассмотрим теперь резонансные контуры третьего вида (рис. 2-44). В них также могут быть два резонанса: резонанс напряжений в левой ветви при

$$\omega_1 L = \frac{1}{\omega_1 C_2} \qquad (2\text{-}91)$$

и резонанс токов при равенстве реактивных сопротивлений обеих ветвей, т. е. при

$$\frac{1}{\omega_2 C_1} = \omega_2 L - \frac{1}{\omega_2 C_2}. \qquad (2\text{-}92)$$

Найдем соотношение между частотами резонанса токов и резонанса напряжений. Из выражения (2-91)

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}}, \qquad (2\text{-}93)$$

а из выражения (2-92)

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}. \qquad (2\text{-}94)$$

Из двух последних зависимостей получаем:

$$\omega_2 = \omega_1\sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1}}. \qquad (2\text{-}95)$$

Для контура третьего вида коэффициент включения, определяемый как отношение напряжений при резонансе между точками включения *а* и *в* (рис. 2-44) к напряжению на конденсаторах контура,

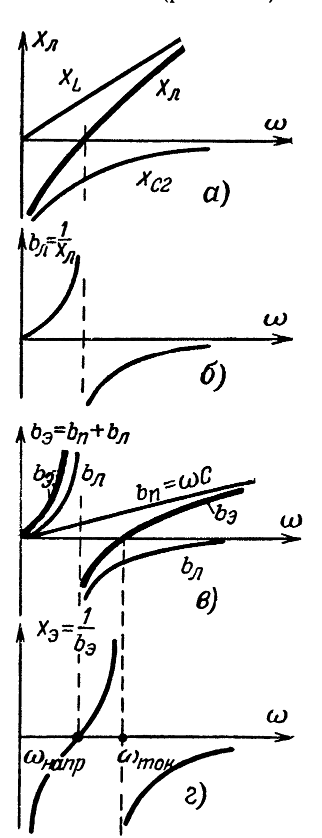


Рис. 2-46. Зависимость сопротивлений элементов контура третьего вида от частоты.

$$p=\frac{I_к\frac{1}{\omega C_1}}{I_к\left(\frac{1}{\omega C_1}+\frac{1}{\omega C_2}\right)}=\frac{C_2}{C_1+C_2}. \qquad (2\text{-}96)$$

Следовательно,

$$\omega_2=\omega_1\sqrt{\frac{1}{1-p}}. \qquad (2\text{-}97)$$

Характер изменения эквивалентного реактивного сопротивления контура можно определить по графикам изменения эквивалентных сопротивлений его элементов (рис. 2-46). На рис. 2-46, *а* построен график суммы реактивных сопротивлений левой ветви

$$X_л=-\frac{1}{\omega C_2}+\omega L,$$

на рис. 2-46, *б* — график реактивной проводимости левой ветви

$$b_л=-\frac{1}{X_л},$$

на рис. 2-46, *в* — график суммы реактивных проводимостей обеих ветвей

$$b_э=b_п+b_л,$$

и, наконец, на рис. 2-46, *г* — график эквивалентного реактивного сопротивления контура

$$X_э=-\frac{1}{b_э}.$$

Полученные графики так же, как и формула (2-97), показывают, что в отличие от контура второго вида в контурах третьего вида резонанс напряжений происходит на более низкой частоте, чем резонанс токов. Вблизи от резонанса напряжений реактивное сопротивление контура изменяется так же, как у последовательного, а вблизи от резонанса токов так же, как у параллельного контура.

Поскольку смысл коэффициента включения в контуре третьего вида остается таким же, как в контуре второго вида, то эквивалентное сопротивление контура при резонансе

$$R_{э3}=p^2R_э.$$

Однако регулировать эквивалентное сопротивление контура изменением коэффициента включения здесь менее удобно, чем в контуре второго вида, так как это требует изменения емкости C_2 или C_1, что приводит к изменению резонансной частоты контура. Поэтому приходится одновременно производить регулировку как емкости C_1, так и емкости C_2, поддерживая общую емкость контура постоянной (при уменьшении емкости C_1 емкость C_2 следует увеличивать). Несмотря на этот недостаток, контуры третьего вида также весьма часто используются в современных радиотехнических устройствах.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СВЯЗАННЫЕ КОНТУРЫ

3-1. КОЛЕБАНИЯ В СИСТЕМЕ ИЗ ДВУХ СВЯЗАННЫХ КОНТУРОВ

В радиоаппаратуре колебательный контур обычно связан с другими цепями, в которые передается часть энергии, поступающей в контур от внешнего источника. Часто цепь, связанная с контуром, является также колебательным контуром. Контур, колебания в котором возбуждаются внешним источником, в дальнейшем мы будем называть первичным, а тот, в который передается часть энергии из первичного контура, — вторичным.

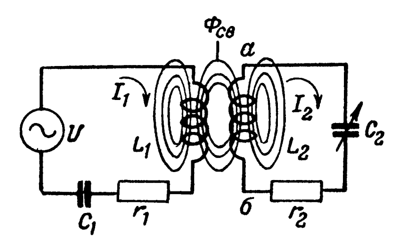


Рис. 3-1. Индуктивно связанные контуры.

Контуры могут быть связаны между собой различным образом. Например, если катушки контуров расположить близко одну от другой (рис. 3-1), то часть переменного магнитного потока, создаваемого током в катушке первичного контура, будет пронизывать витки катушки вторичного контура и наводить в ней переменную э. д. с., величину которой можно определить по закону электромагнитной индукции:

$$E_{1.2} = -w_2 \frac{\Delta \Phi_{св}}{\Delta t}, \tag{3-1}$$

где $\Phi_{св}$ — поток связи, т. е. общий магнитный поток (мгновенное значение), пронизывающий обе катушки;

w_2 — число витков в катушке вторичного контура.

Общий магнитный поток, связывающий катушки, пропорционален величине тока в катушке первичного контура. Если ток изменяется по синусоидальному закону, то

$$w_2 \ \Phi_{св} = M I_1 \sin \omega t,$$

где M — коэффициент пропорциональности, называемый к о э ф ф и ц и е н т о м в з а и м н о й и н д у к ц и и.

Наведенная в катушке вторичного контура э. д. с. пропорциональна скорости изменения потока, поэтому в соответствии с выражением (2-4)

$$E_{1.2} = - M\omega I_1 \sin(\omega t + 90°).$$

Амплитуда наведенной э. д. с.

$$E_{1.2} = \omega M I_1. \qquad (3\text{-}2)$$

Величина ωM имеет размерность сопротивления и называется сопротивлением связи:

$$\omega M = X_{св}. \qquad (3\text{-}3)$$

С увеличением коэффициента взаимной индукции и, следовательно, сопротивления связи э. д. с., наводимая во втором контуре, возрастает. Под действием наведенной э. д. с. во вторичном контуре проходит ток I_2. Этот ток, проходя через катушку L_2, создает переменный магнитный поток, часть которого пронизывает витки катушки первичного контура и наводит в ней в свою очередь некоторую э. д. с. Если во вторичном контуре ток сдвинут по фазе относительно наведенной э. д. с. на угол φ, т. е.

$$i_2 = I_2 \sin(\omega t + 90° + \varphi),$$

то э. д. с., наведенная в первичном контуре,

$$E_{2.1} = -\omega M I_2 \sin(\omega t + 180° + \varphi).$$

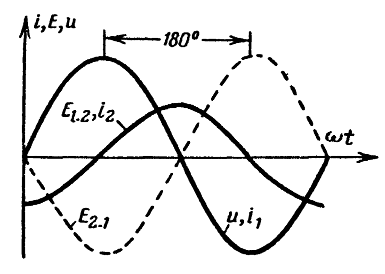


Рис. 3-2. Токи и напряжения в связанных контурах.

На рис. 3-2 изображены графики токов, напряжений и э. д. с. в связанных контурах, построенные для случая, когда оба контура настроены в резонанс на частоту ω и $\varphi = 0$. Из графиков видно, что в результате воздействия вторичного контура на первичный в последнем наводится э. д. с. $E_{2.1}$, направленная навстречу напряжению внешнего источника u, создающего ток в первичном контуре. Это приводит к уменьшению тока в первичном контуре.

Эффект получается такой, как будто в результате связи в первичном контуре увеличилось активное сопротивление. Объясняется это тем, что энергия, подводимая от внешнего источника к первичному контуру, расходуется не только в нем, но частично передается во вторичный контур. Потребление вторичным контуром энергии из первичного эквивалентно включению в первичный контур активного сопротивления, потребляющего то же самое количество энергии, которое потребляет вторичный контур. Поэтому говорят, что в результате связи вторичный контур «вносит» в первичный некоторое сопротивление. Это приводит к уменьшению добротности и резонансного сопротивления контура.

Определим величину вносимого сопротивления. Ток во вторичном контуре

$$I_2 = \frac{E_{1.2}}{z_2} = \frac{I_1 \omega M}{r_2}, \qquad (3\text{-}4)$$

где z_2 — полное сопротивление вторичного контура, равное при резонансе его активному сопротивлению r_2.

Мощность, отбираемая вторичным контуром из первичного,

$$P_2 = \frac{1}{2} I_2^2 r_2 = \frac{1}{2} I_1^2 \frac{\omega^2 M^2}{r_2}. \qquad (3\text{-}5)$$

Эта мощность как бы расходуется во внесенном в первичный контур сопротивлении Δr:

$$P_2 = \frac{1}{2} I_1^2 \, \Delta r = \frac{1}{2} I_1^2 \frac{\omega^2 M^2}{r_2}, \qquad (3\text{-}6)$$

и, следовательно, **вносимое сопротивление**

$$\Delta r = \frac{\omega^2 M^2}{r_2} = \frac{X_{\text{св}}^2}{r_2}. \qquad (3\text{-}7)$$

Вся мощность, расходуемая внешним источником в первичном контуре,

$$P_1 = \frac{1}{2} I_1^2 (r_1 + \Delta r). \qquad (3\text{-}8)$$

Считая мощность, передаваемую во вторичный контур, полезной, вводят понятие о **к. п. д. первичного контура**, который показывает, какая часть всей мощности, подводимой к нему, передается во вторичный контур. Согласно формулам (3-6) и (3-8)

$$\eta_{\text{к}} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\Delta r}{r_1 + \Delta r} = \frac{1}{1 + \frac{r_1}{\Delta r}}. \qquad (3\text{-}9)$$

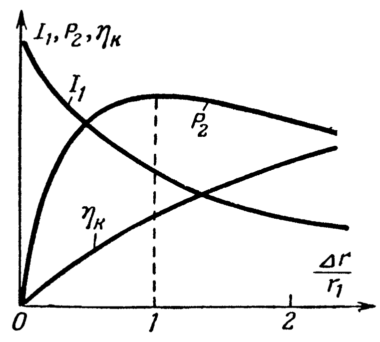


Рис. 3-3. Зависимость энергетических соотношений в связанных контурах от величины вносимого сопротивления

Это выражение показывает, что к. п. д. первичного контура тем больше, чем больше отношение вносимого сопротивления к собственному активному сопротивлению первичного контура. Однако это вовсе не означает, что с увеличением связи и вносимого сопротивления абсолютное значение мощности, передаваемой во вторичный контур, непрерывно возрастает. При неизменном напряжении источника ток в первичном контуре уменьшается с увеличением вносимого сопротивления (рис. 3-3):

$$I_1 = \frac{U}{r_1 + \Delta r} = \frac{U}{r_1} \frac{1}{1 + \frac{\Delta r}{r_1}}. \qquad (3\text{-}10)$$

Мощность, теряемая на вносимом сопротивлении (передаваемая во вторичный контур),

$$P_2 = \frac{1}{2} I_1^2 \Delta r = \frac{1}{2} \left(\frac{U}{r_1}\right)^2 \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta r}{r}\right)^2} \Delta r. \qquad (3\text{-}11)$$

Мощность P_2, представляющая собой произведение двух величин, одна из которых непрерывно уменьшается, а другая возрастает, имеет максимум (рис. 3-3) при

$$\frac{\Delta r}{r_1} = 1.$$

При этом мощность, передаваемая во вторичный контур,

$$P_2 = \frac{P_1}{2} = \frac{1}{8}\frac{U^2}{r_1}, \qquad (3\text{-}12)$$

а к. п. д. первичного контура, при котором во вторичный контур передается максимальная мощность,

$$\eta_{к.опт} = \frac{1}{2}.$$

В связанных контурах, имеющих одну и ту же частоту собственных колебаний, при некоторых условиях может возникнуть резонанс не только на частоте собственных колебаний контуров, но и еще на двух других частотах. Действительно, при некоторой частоте, меньшей частоты собственных колебаний контуров, их сопротивления имеют емкостный характер. Наведенная во вторичном контуре э. д. с. $E_{1.2}$ отстает на 90° относительно тока в первичном контуре I_1 (рис. 3-4); поскольку сопротивление вторичного контура имеет емкостный характер, то ток I_2 в нем опережает э. д. с. $E_{1.2}$ на угол φ. Электродвижущая сила $E_{2.1}$, наводимая в первичном контуре из вторичного, отстает относительно тока I_2 во вторичном контуре на 90°. Эту э. д. с. можно разложить на две составляющие, одна из которых $E_{2.1а}$ имеет направление, противоположное вектору тока в первом контуре, а вторая $E_{2.1р}$ отстает от него на 90°.

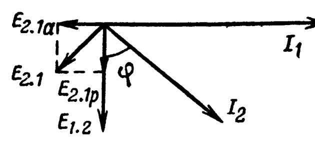


Рис. 3-4. Векторная диаграмма связанных контуров при частоте источника ниже собственных частот контуров.

Таким образом, первая составляющая стремится уменьшить ток в первичном контуре, что по своему эффекту равносильно увеличению активного сопротивления контура, а вторая увеличивает э. д. с. катушки, которая отстает от тока на 90° (см. § 2-2), что равносильно увеличению ее индуктивности. Поэтому говорят, что при емкостном сопротивлении вторичного контура в первичный контур вносятся активное и индуктивное сопротивления. Естественно, что они будут тем больше, чем больше связь между контурами. Если связь достаточно велика, то при некоторой расстройке контуров относительно частоты источника вносимое индуктивное сопротивление скомпенсирует собственное емкостное сопротивление контура. При этом контур представляет для источника небольшое чисто активное сопротивление, и в системе контуров имеет место резонанс. Благодаря этому токи в первичном и вторичном контурах резко возрастают.

Нетрудно убедиться, что аналогичная картина может наблюдаться и на частоте, превосходящей частоту собственных колебаний контуров. В этом случае контуры имеют сопротивление индуктивного характера. Поэтому ток I_2 во вторичном контуре отстает от наведенной

э. д. с. $E_{1.2}$ на угол φ (рис. 3-5). Наводимая этим током э. д. с. $E_{2.1}$ в первичном контуре будет иметь составляющую $E_{2.1a}$, стремящуюся уменьшить ток в первичном контуре и равносильную по своему эффекту увеличению активного сопротивления первичного контура, а также составляющую $E_{2.1p}$, опережающую ток на 90°, т. е. уменьшающую напряжение на конденсаторе. Такой же эффект возник бы при включении в контур последовательно дополнительного конденсатора, поэтому принято говорить, что в этом случае вторичный контур вносит в первичный активное и емкостное сопротивления. Если связь достаточно велика, то при некоторой расстройке контуров относительно частоты источника индуктивное сопротивление первичного контура окажется скомпенсированным вносимым емкостным сопротивлением. Так как при этом контур представляет для источника небольшое чисто активное сопротивление, то в системе контуров имеет место резонанс и токи в обоих контурах резко возрастают.

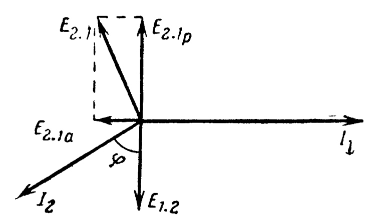


Рис. 3-5. Векторная диаграмма связанных контуров при частоте источника выше собственных частот контуров.

Таким образом, оказывается, что система из двух одинаковых, достаточно сильно связанных контуров обладает тремя резонансными частотами, одна из которых является частотой их собственных колебаний, другая несколько ниже, а третья выше нее. Две последние резонансные частоты называют также *частотами связи*. Чем больше связь между контурами, тем больше реактивное сопротивление, вносимое из вторичного контура в первичный. Поэтому компенсация реактивных сопротивлений происходит при большей расстройке первичного контура, и, следовательно, частоты связи больше отличаются от частоты собственных колебаний контуров.

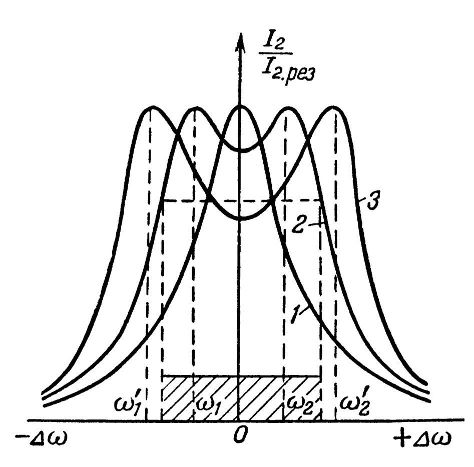


Рис. 3-6. Резонансные характеристики связанных контуров при различной степени связи.

При связи, меньшей некоторого значения, называемого «критическим», вносимых реактивных сопротивлений не хватает для компенсации собственных реактивных сопротивлений контуров и резонанс имеет место только на частоте собственных колебаний контуров. Поэтому при связи меньше критической (кривая *1* на рис. 3-6) резонансная характеристика напоминает характе-

ристику одиночного контура. При связи больше критической резонансная характеристика приобретает вид двугорбой кривой, максимумы которой соответствуют частотам связи ω_1 и ω_2 (кривая *2*). При более сильной связи частоты связи ω_1' и ω_2' расположены еще дальше друг от друга (кривая *3*).

Найдем теперь, каким образом можно определить частоты связи. При токе I_1 в первичном контуре наведенная э. д. с. во вторичном

$$E_{1.2} = \omega M I_1.$$

Ток во вторичном контуре

$$I_2 = \frac{E_{1.2}}{z_2} = \frac{\omega M I_1}{z_2}.$$

Электродвижущая сила, наведенная в первичном контуре током вторичного,

$$E_{2.1} = \omega M I_2 = \frac{\omega^2 M^2 I_1}{z_2}.$$

Сопротивление, вносимое из первичного контура во вторичный,

$$\frac{E_{2.1}}{I_1} = \frac{\omega^2 M^2}{z_2} = \frac{\omega^2 M^2}{r_2 + jx_2}.$$

Умножив числитель и знаменатель последнего равенства на $r_2 - jx_2$:

$$\frac{E_{2.1}}{I_1} = \Delta r + j\Delta x = \frac{\omega^2 M^2 r_2}{r_2^2 + x_2^2} - j\,\frac{\omega^2 M^2 x_2}{r_2^2 + x_2^2},$$

получим формулы для определения активной и реактивной составляющих вносимого в первичный контур сопротивления:

$$\Delta r = \frac{\omega^2 M^2 r_2}{r_2^2 + x_2^2} = \frac{X_{\text{св}}^2}{z_2^2}\, r_2;$$

$$\Delta x = -\frac{\omega^2 M^2}{r_2^2 + x_2^2}\, x_2 = -\frac{X_{\text{св}}^2}{z_2^2}\, x_2.$$

При резонансе на частотах связи

$$x_1 = -\Delta x = \frac{X_{\text{св}}^2}{r_2^2 + x_2^2}\, x_2.$$

В контурах, используемых в радиотехнических схемах, обычно сопротивление потерь мало и много меньше сопротивления реактивных элементов контуров, поэтому с удовлетворительной для технических целей точностью можно считать, что

$$z_2^2 = r_2^2 + x_2^2 \approx x_2^2.$$

Если контуры идентичны, то

$$x_1 = x_2 = x.$$

Тогда условие резонанса принимает вид:

$$x = \frac{X_{св}^2}{x},$$

откуда

$$x = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \pm X_{св}$$

или

$$\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right) = \pm\, \omega M.$$

Так как $\frac{1}{LC} = \omega_0^2$, то $1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = \pm \frac{M}{L}$. Отсюда получим формулу для определения частот связи

$$\omega_{1,2} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 \pm \frac{M}{L}}}. \qquad (3\text{-}13)$$

Отношение M/L называют коэффициентом связи. Если числитель и знаменатель этого отношения умножить на ωI_1, то окажется, что коэффициент связи выражает отношение э. д. с., наведенной во вторичном контуре, к напряжению на индуктивности первичного контура.

Обозначая это отношение через k, т. е.

$$\frac{M}{L} = k, \qquad (3\text{-}14)$$

мы из формулы (3-13) получим выражения для первой частоты связи, называемой нижней, или медленной, частотой связи,

$$\omega_1 = \omega_н = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}} \qquad (3\text{-}15)$$

и для второй, верхней, или быстрой, частоты связи

$$\omega_2 = \omega_в = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}}. \qquad (3\text{-}16)$$

Эти формулы показывают, что чем больше коэффициент связи между контурами, тем в большей степени отличаются частоты связи от собственных частот контуров, причем нижняя частота связи лежит всегда ниже, а верхняя — выше собственной частоты контуров (рис. 3-7).

Следует иметь в виду, что формулы (3-13)—(3-16) являются приближенными, так как они выведены в предположении, что контуры лишены потерь. Однако при больших значениях коэффициентов связи и высокой добротности контуров эти формулы дают достаточную точность.

При частоте источника выше или ниже обеих частот связи уменьшение тока во вторичном контуре происходит более быстро, чем в одиночном контуре. Иначе говоря, избирательность системы связанных контуров, т. е. способность выделять сигналы определенных частот

и подавлять сигналы иных частот, получается выше, чем у одиночных контуров. Это широко используется на практике. Ценным свойством связанных контуров является также их способность приблизительно одинаково пропускать колебания, занимающие некоторую полосу частот (заштрихованная область для кривой 2 на рис. 3-6).

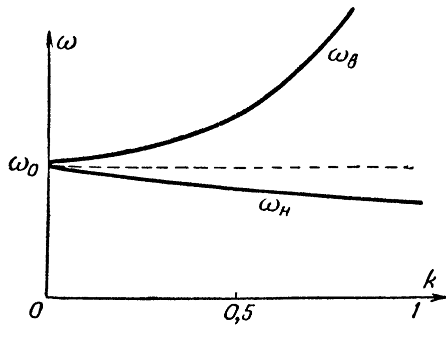


Рис. 3-7. Зависимость частот связи от коэффициента связи.

На практике часто приходится иметь дело с системой двух связанных контуров с разными частотами собственных колебаний, поэтому важно знать их резонансные свойства. Прежде всего определим область, в которой будут находиться их частоты связи. Путем тех же рассуждений, которые были проведены для двух одинаковых связанных контуров, можно построить векторные диаграммы интересующей нас системы.

Легко понять, что в случае, если частота напряжения источника ниже частоты собственных колебаний обоих контуров, векторная диаграмма системы будет иметь тот же вид, что и в случае одинаково настроенных контуров (см. рис. 3-4), и, следовательно, при достаточной связи возможен резонанс. Чем сильнее связь между контурами, тем большее компенсирующее реактивное сопротивление вносится из вторичного контура в первичный. Следовательно, тем больше отличается частота, на которой достигается резонанс, от частот собственных колебаний контуров.

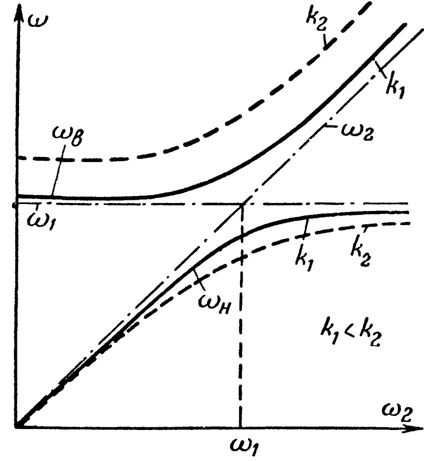


Рис. 3-8. Зависимость частот связи от взаимной расстройки контуров при различных коэффициентах связи.

Векторная диаграмма для частоты, лежащей между частотами собственных колебаний контуров, если предположить, что первичный контур настроен на более низкую частоту, будет иметь тот же вид, что и на рис. 3-4. Но первичный контур представляет теперь для источника сопротивление емкостного характера, и реакция вторичного контура, увеличивающая это сопротивление, не может вызвать резонанса.

Аналогично можно показать, что возможен второй резонанс на частоте, более высокой, чем частоты собственных колебаний обоих

контуров, и невозможен резонанс на средней частоте при частоте собственных колебаний первичного контура, более высокой, чем частота собственных колебаний вторичного.

Таким образом, система из двух неодинаковых связанных контуров может иметь две резонансные частоты (частоты связи): одна из них лежит ниже более низкой из собственных частот контуров, а другая — выше более высокой из них. Чем сильнее связь, тем больше расходятся резонансные частоты.

Расчет резонансных частот двух связанных контуров с коэффициентом связи k_1, имеющих различные частоты собственных колебаний, позволяет построить график, изображенный на рис. 3-8. Последний показывает, что с увеличением частоты вторичного контура при неизменной частоте первичного резонансные частоты возрастают, оставаясь одна ниже частоты первичного контура, а вторая выше частоты вторичного. Если рассчитать или опытным путем снять эти же зависимости при большем коэффициенте связи k_2, то получатся аналогичные, но расположенные дальше друг от друга кривые (штриховые). Следовательно, при этом резонансные частоты будут сильнее отличаться друг от друга.

Выше были рассмотрены общие свойства связанных контуров на примере контуров, связанных общим магнитным потоком. Выведенные закономерности распространяются на любую систему связанных контуров с той лишь разницей, что при этом несколько изменяются выражения для расчета сопротивления связи, коэффициента связи и частот связи.

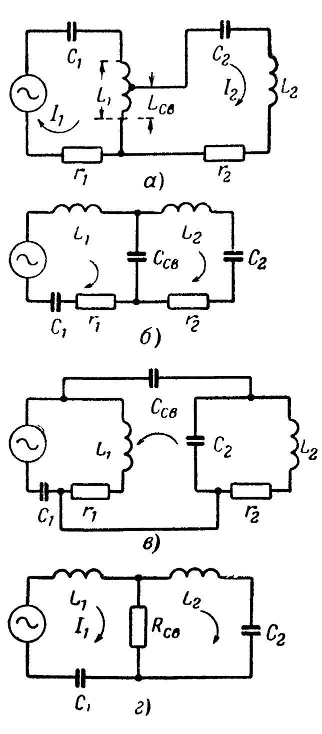


Рис. 3-9. Различные виды связанных контуров.

На рис. 3-9, *а* изображены контуры с автотрансформаторной связью. Здесь часть напряжения с катушки L_1, создающаяся на какой-то ее части $L_{св}$, подается во вторичный контур, возбуждая в нем электрические колебания. На рис. 3-9, *б* контуры связаны с помощью конденсатора $C_{св}$, включенного в общую цепь обоих контуров (внутренняя связь). Для тока первичного контура создаются две параллельные ветви: конденсатор связи $C_{св}$ в одной и элементы L_2, C_2, r_2 в другой. Чем больше сопротивление конденсатора связи, т. е. чем меньше его емкость, тем бо́льшая доля тока первичного контура ответвляется в цепь вторичного и, значит, тем больше связь. Второй вариант емкостной связи (внешняя связь) между контурами показан на рис. 3-9, *в*. В этом случае во вторичном контуре протекает тем больший ток, чем меньше сопротивление конденсатора связи, т. е. чем больше его емкость. На рис. 3-9, *г* представлена схема с кондуктивной

связью между контурами, где общим элементом в цепях обоих контуров является активное сопротивление $R_{св}$. Почти во всех этих схемах элементом связи служит общий элемент, входящий в цепи обоих контуров. Напряжение, подаваемое во вторичный контур, равно произведению сопротивления этого элемента на протекающий в нем ток. Исключение составляет схема на рис. 3-9, *в*, в которой элементом связи является конденсатор, связывающий цепи обоих контуров.

3-2. НАСТРОЙКА СИСТЕМЫ ИЗ ДВУХ СВЯЗАННЫХ КОНТУРОВ

Цель настройки системы связанных контуров обычно заключается в передаче во вторичный контур возможно большей мощности, т. е. в получении в нем максимального тока или требуемой полосы пропускания при возможно большей избирательности. Увеличения тока во вторичном контуре можно достичь несколькими способами. Например, настройкой первичного контура можно добиться резонанса на одной из частот связи, что приведет к возрастанию токов в первичном и вторичном контурах. Этот случай называют первым частным резонансом. Того же можно добиться настройкой вторичного контура. При этом резонанс получится на одной из частот связи. Такая настройка называется вторым частным резонансом.

Как в первом, так и во втором случае связь между контурами выбирается произвольно, поэтому во вторичный контур может передаваться весьма малая мощность. Для передачи максимальной мощности во вторичный контур нужно, кроме настройки, подобрать еще наивыгоднейшую связь. Таким образом, наилучшая передача мощности из первичного контура во вторичный достигается при выполнении двух условий: реактивное сопротивление, вносимое в первичный контур, должно быть равно и противоположно по знаку его собственному реактивному сопротивлению, а активное сопротивление, вносимое в первичный контур, равно его собственному активному сопротивлению.

Принято говорить, что в отрегулированной таким образом схеме имеет место общий резонанс. Практически его получают путем нескольких повторных регулировок. Например, устанавливают слабую связь между контурами и настраивают первичный контур по максимуму тока во вторичном. Затем увеличивают связь и, повторяя настройку, замечают новое значение максимума тока во вторичном контуре. Эта операция повторяется до тех пор, пока дальнейшее увеличение связи не начнет приводить к снижению максимального значения тока во вторичном контуре. Такие же результаты могут быть получены при настройке вторичного контура и подборе оптимальной связи.

Сложность получения общего резонанса в системе связанных контуров представляет значительное неудобство. Более удобно настраивать контуры порознь в резонанс и затем подбирать наивыгоднейшую связь. В этом случае приходится производить всего три операции. Такую настройку называют получением полного резонанса в системе. Недостатком ее является необходимость в трех органах настройки.

В тех случаях, когда настройка связанных контуров производится с целью получения достаточно широкой полосы пропускания при резком ослаблении не входящих в нее частот, это делается подбором наиболее выгодной связи между контурами. Иногда это достигается путем взаимной расстройки контуров.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

4-1. НАЗНАЧЕНИЕ ФИЛЬТРОВ

В цепях радиотехнических устройств обычно одновременно протекают токи самых различных частот: от очень высоких радиочастот до низких (звуковых частот и даже до тока нулевой частоты, т. е. постоянного тока). Обычно токи некоторых из этих частот должны воздействовать на последующие элементы схемы, воздействие же токов других частот является вредным, так как нарушает нормальную работу аппаратуры. Поэтому возникает необходимость в отделении токов одних частот от токов других частот. Эта задача решается с помощью специальных устройств, называемых электрическими фильтрами.

В зависимости от того, какие из частот пропускаются (выделяются) фильтром для передачи в последующую цепь, электрические фильтры разделяются на фильтры нижних или верхних частот. Применяются также полосовые фильтры, задачей которых является пропускание лишь токов с частотами, лежащими в пределах заданной полосы от f_1 до f_2, и заградительные фильтры, не пропускающие токи с частотами, лежащими в пределах определенной полосы частот. Фильтры нижних частот делятся на две основные группы: фильтры, предназначенные пропускать токи низких звуковых частот, и фильтры к источникам питания постоянного тока, предназначенные пропускать лишь постоянный ток.

4-2. ФИЛЬТРЫ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Отделение постоянного тока от переменных токов может быть осуществлено при помощи конденсаторов. Так, например, если в цепи имеется источник постоянного тока, дающий одновременно также и переменный ток (рис. 4-1), а через нагрузку *Н* должен протекать только постоянный ток, то параллельно нагрузке включают конденсатор *С*. При достаточно большой емкости конденсатора переменный ток почти весь проходит через него и практически не проходит через нагрузку. Постоянный же ток проходит только через нагрузку. Чтобы практически весь переменный ток проходил через конденсатор, его сопротивление переменному току должно быть значительно меньше сопротивления нагрузки, т. е.

$$\frac{1}{\omega C} \ll Z_{н}. \qquad (4\text{-}1)$$

Поэтому емкость конденсатора нужно брать тем больше, чем меньше сопротивление нагрузки, и, наоборот, с увеличением сопротивления нагрузки можно брать конденсаторы относительно меньшей емкости. Если в цепи протекает одновременно несколько переменных токов различных частот, то конденсатор следует выбирать по самой низкой из этих частот.

При малом сопротивлении нагрузки или очень низкой частоте переменного тока требуемая емкость конденсатора может оказаться очень большой. Конденсаторы, обладающие такой емкостью, громоздки и дороги. В этом случае целесообразно включить в цепь нагрузки дроссель L с сердечником из стали, обладающий большой индуктивностью (рис. 4-2). Дроссель с обмоткой из сравнительно толстого провода имеет малое сопротивление постоянному току и очень большое сопротивление переменному. Такой фильтр называется Г-образным фильтром из емкости и индуктивности. Его можно усовершенствовать, подключив параллельно нагрузке дополнительно конденсатор C (рис. 4-3), через который должен проходить остаток переменного тока после дросселя L Г-образного фильтра. Полученный таким образом фильтр называется П-образным фильтром.

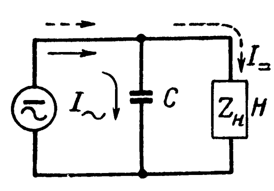


Рис. 4-1. Включение конденсатора в качестве фильтра.

Продолжая таким же путем подключать дроссели и конденсаторы, можно получать все более и более сложные фильтры, которые все лучше и лучше отфильтровывают переменный ток. Такие фильтры состоят из последовательного соединения нескольких Г-образных

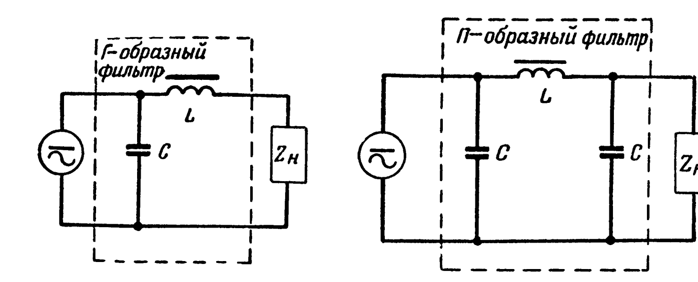


Рис. 4-2. Г-образный фильтр.

Рис. 4-3. П-образный фильтр.

или П-образных звеньев. Практически увеличение числа звеньев в фильтре более трех уже не создает существенного выигрыша в фильтрации и приводит к неоправданному увеличению веса, габарита и стоимости устройства. Поэтому более сложные фильтры применяются весьма редко.

При незначительном внутреннем сопротивлении источника питания в качестве простейшего фильтра можно использовать только дроссель L (рис. 4-4). Если сопротивление дросселя переменному току велико и $\omega L \gg Z_н$, то величина переменного тока окажется незначи-

тельной, а величина постоянного тока, для которого сопротивление дросселя мало, может быть сравнительно большой. Для улучшения фильтрации можно включить конденсатор параллельно нагрузке.

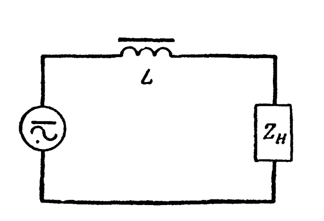


Рис. 4-4. Включение дросселя в качестве фильтра.

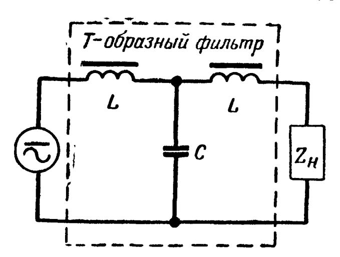


Рис. 4-5. Т-образный фильтр.

Такой фильтр тоже называется Г-образным; фильтрующее действие его может быть улучшено путем включения дополнительного дросселя в цепь нагрузки. Полученный таким образом фильтр носит название Т-образного фильтра (рис. 4-5).

При изменениях нагрузки П-образные фильтры позволяют получить большее постоянство напряжения, а Т-образные — большее постоянство тока на выходе. Если в некоторый момент времени сопротивление нагрузки резко изменится и начнет изменяться ток, то при Т-образной схеме фильтра изменению тока в нагрузке будет препятствовать стоящий между ней и конденсатором дроссель, в котором будет индуцироваться э. д. с. самоиндукции, стремящаяся поддержать ток на прежнем уровне. При резком изменении нагрузки П-образного фильтра изменение напряжения на конденсаторе происходит сравнительно медленно и он будет поддерживать напряжение на нагрузке на прежнем уровне, но зато ток в нагрузке резко изменится.

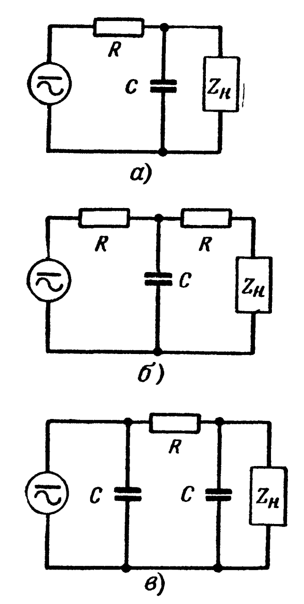


Рис. 4-6. Г-образный (*а*), Т-образный (*б*) и П-образный (*в*) фильтры, составленные из сопротивлений и конденсаторов.

К недостаткам фильтров с дросселями следует отнести большие габариты, вес и стоимость последних. Поэтому часто в тех случаях, когда к фильтру не предъявляется особенно жестких требований, вместо дросселей ставят активные сопротивления (рис. 4-6). Это позволяет резко сократить габариты и стоимость фильтров. Основной недостаток таких фильтров заключается в больших потерях мощности в сопротивлениях, что позволяет использовать их в цепях, где протекают сравнительно небольшие токи.

4-3. ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Часто в радиотехнических устройствах оказывается необходимым пропускать токи всех частот от нулевой до некоторой частоты f_1, называемой частотой среза, а все токи более высоких частот задерживать. Для этой цели используют фильтры нижних частот. Их схемы не отличаются от разобранных выше схем фильтров источников питания постоянного тока; разница заключается только в значениях составляющих их емкостей, индуктивностей и сопротивлений.

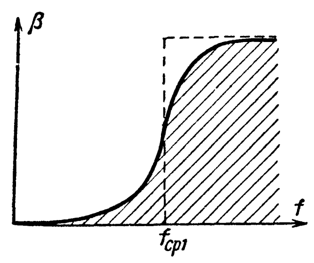


Рис. 4-7. Характеристика затухания фильтра нижних частот.

Создать идеальный фильтр, абсолютно не пропускающий токов, имеющих частоту выше частоты среза, невозможно. Ослабление фильтруемых напряжений или токов оценивается отношением их амплитуд на входе к их амплитудам на выходе. Однако чаще берется не само отношение, а его логарифм. Вызвано это тем, что реакция органов слуха и зрения человека, как было экспериментально установлено, оказывается пропорциональной не степени изменения раздражающего воздействия, а его логарифму. Поэтому обычно оценку усиления или затухания производят в децибелах:

$$\beta = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}. \quad (4\text{-}2)$$

При оценке затухания по отношению напряжений учитывают, что при одинаковых сопротивлениях мощности относятся, как квадраты напряжений. Поэтому в выражении (4-2) коэффициент при логарифме напряжений удваивается.

На рис. 4-7 изображен типичный график зависимости затухания, создаваемого фильтром нижних частот, от частоты подведенного к нему напряжения. Для того чтобы характеристика фильтра в возможно большей степени приближалась к идеальной, т. е. крутизна ее падающей части была наибольшей, нужно, чтобы сопротивление потерь в элементах фильтра было минимальным, число ячеек возможно большим, а сопротивление нагрузки определенным образом связано с параметрами фильтра.

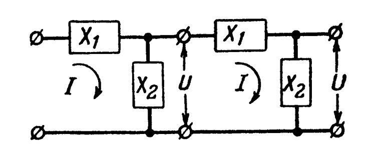


Рис. 4-8. Схема фильтра, разделенного на Г-образные ячейки.

Для выяснения этих условий разобьем схему любого сложного фильтра на элементарные Г-образные ячейки, состоящие из емкости и индуктивности, т. е. из двух реактивных сопротивлений противоположного характера X_1 и X_2 (рис. 4-8). Например, при разделении Т-образного фильтра на две Г-образные ячейки (рис. 4-9) конденсатор C_1 рассматривают как параллельное соединение двух конденсаторов с емкостью $C_1/2$, а при разделении П-образного фильтра на Г-образные ячейки (рис. 4-10) индуктивность L_1 рассматривают как последова-

тельное соединение двух индуктивностей $L_1/2$. Процесс передачи энергии вдоль ячеек фильтра можно представить следующим образом: переменное напряжение источника на входе возбуждает ток в первой ячейке фильтра, создающий переменное напряжение на элементе X_2, т. е. на входе второй ячейки, под действием которого в ней возникает ток, и т. д.

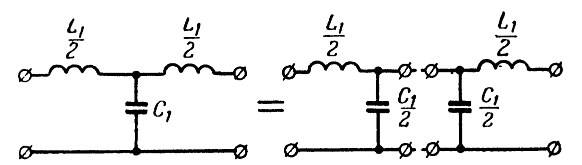


Рис. 4-9. Разделение Т-образного фильтра нижних частот на две Г-образные ячейки.

Если не учитывать потери и допустить, что вся энергия от входа передается на выход, то токи и напряжения во всех ячейках будут одинаковыми. При таком наивыгоднейшем режиме работы фильтр с нагрузкой представляет для источника чисто активное сопротивление (вся его энергия поглощается). Это возможно только в том случае, если нагрузка фильтра активная и в реактивных элементах противо-

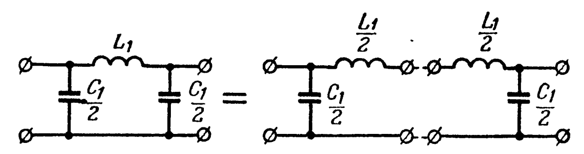


Рис. 4-10. Разделение П-образного фильтра нижних частот на две Г-образные ячейки.

положного характера протекают такие токи и действуют такие напряжения, при которых в них развиваются одинаковые реактивные мощности.

Пусть при выполнении данных условий токи во всех индуктивностях элементарных ячеек будут I, а напряжения на емкостях U. При этом реактивная мощность индуктивности

$$P_{pL} = \frac{1}{2} I^2 X_L, \tag{4-3}$$

а емкости

$$P_{pC} = \frac{1}{2} \frac{U^2}{X_C}. \tag{4-4}$$

Из условия $P_{pL} = P_{pC}$ можно определить, какое сопротивление будет представлять фильтр для источника питания

$$R_{вх} = \frac{U}{I} = \sqrt{X_L X_C}. \tag{4-5}$$

Такое же входное сопротивление должна представлять каждая следующая ячейка фильтра для предыдущей. Это сопротивление называется

волновым или характеристическим сопротивлением фильтра W. Подставим в уравнение (4-5) выражения для сопротивления $X_L = \omega L_1/2$ и $X_C = 2/\omega C_1$. Тогда

$$R_{вх} = W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \tag{4-6}$$

Для того чтобы последняя ячейка работала так же, как и предыдущие, необходимо, чтобы нагрузка была согласована с фильтром, т. е. чтобы она имела чисто активный характер и равнялась волновому сопротивлению фильтра

$$R_н = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = W. \tag{4-7}$$

Каждая из Г-образных ячеек представляет собой последовательный контур. На резонансной частоте сопротивление емкостей равно сопротивлению индуктивностей. На более низких частотах сопротивление емкостей быстро возрастает, а сопротивление индуктивностей падает. Поэтому ток с частотой, которая ниже частоты резонанса, встречая малое сопротивление индуктивностей и большое сопротивление емкостей, проходит почти полностью по фильтру от источника к нагрузке. На частотах выше резонансной сопротивление индуктивностей быстро растет, а емкостей — падает. Поэтому ток с частотой, которая выше резонансной, встречая большое сопротивление индуктивностей, проходит через малое сопротивление емкостей и не достигает нагрузки.

Резонансная частота Г-образных ячеек является частотой среза фильтра

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_1}{2}\frac{C_1}{2}}} = \frac{1}{\pi\sqrt{L_1C_1}}. \tag{4-8}$$

Из выражений (4-7) и (4-8) можно определить параметры ячеек фильтра по заданным значениям частоты среза и сопротивления нагрузки:

$$L_1 = \frac{R_н}{\pi f_1}; \tag{4-9}$$

$$C_1 = \frac{1}{\pi f_1 R_н}. \tag{4-10}$$

Переходя обратно от элементарных Г-образных ячеек к обычным схемам фильтров, легко заключить, что в П-образных фильтрах все катушки должны иметь индуктивность L_1, конденсаторы по краям фильтра емкость $C_1/2$, а конденсаторы, стоящие между катушками, емкость C_1. В Т-образных фильтрах все конденсаторы должны иметь емкость C_1, катушки, стоящие по краям, индуктивность $L_1/2$, а катушки, стоящие между конденсаторами, индуктивность L_1.

Изменение полных сопротивлений элементов фильтра при переходе через частоту среза и, следовательно, крутизна среза характеристики фильтра будут тем меньше, чем больше сопротивления потерь элементов фильтра. Увеличение числа звеньев приводит к увеличению крутизны среза, однако при числе звеньев свыше 3—4 крутизна среза

возрастает относительно мало. Отсутствие согласования фильтра с нагрузкой приводит к существенному ухудшению характеристики фильтра, как это можно видеть из примера экспериментально снятых характеристик согласованного и несогласованного фильтров, приведенных на рис. 4-11.

Вопрос об использовании Т-образных или П-образных фильтров обычно

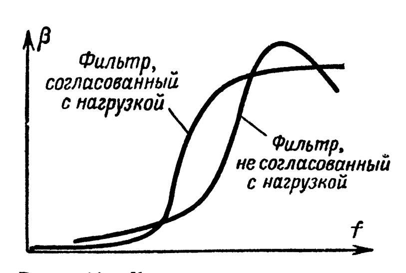


Рис. 4-11. Характеристики затухания согласованного и рассогласованного фильтров нижних частот.

Рис. 4-12. Включение Т-образного фильтра в линию.

решается в зависимости от конкретных условий. Так, например, если в линии A (рис. 4-12) протекают ток низкой частоты Ω и ток высокой частоты ω и необходимо пропустить ток низкой частоты в линию B, не препятствуя прохождению тока высокой частоты по линии A, можно использовать только Т-образный фильтр, так как при включении П-образного фильтра конденсатор, стоящий на его входе, создаст короткое замыкание для токов высокой частоты.

4-4. ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Фильтры верхних частот должны пропускать токи всех частот выше некоторой частоты, также называемой частотой среза, и задерживать токи всех частот ниже этой частоты. Схемы таких фильтров можно получить, заменив в схемах фильтров нижних частот, выполняющих обратную задачу, элементы, плохо проводящие токи высоких

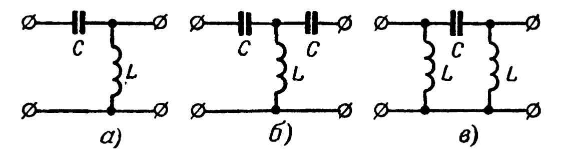


Рис. 4-13. Простейшие фильтры верхних частот.
а — Г-образный; *б* — Т-образный; *в* — П-образный.

частот на хорошо проводящие и наоборот, т. е. заменив конденсаторы на катушки индуктивности, а катушки на конденсаторы (рис. 4-13).

Типичная частотная характеристика затухания фильтра верхних частот приведена на рис. 4-14. Как и у фильтра нижних частот, эта характеристика тем больше приближается к идеальной, чем меньше

потери в фильтре, больше число звеньев и чем лучше он согласован с нагрузкой. Волновое сопротивление фильтра определяется здесь также из условия равенства реактивной мощности в сопротивлениях противоположного характера, образующих Г-образные звенья, на которые может быть разбит весь фильтр. Например, Т-образный фильтр (рис. 4-15) и П-образный фильтр (рис. 4-16) можно считать составленными каждый из двух Г-образных звеньев, если представить дроссели L_1 составленными из двух параллельно включенных дросселей индуктивностью $2L_1$ каждый, а конденсаторы C_1 — в виде последовательного соединения двух конденсаторов емкостью $2C_1$ каждый.

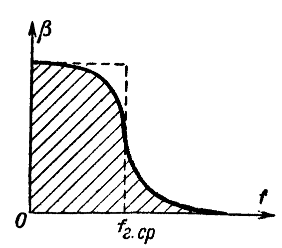


Рис. 4-14. Характеристика затухания фильтра верхних частот.

Используя соотношение (4-5), определим волновое сопротивление фильтра. Так как

$$X_1 = \frac{1}{2\omega C_1} \text{ и } X_2 = 2\omega L_1,$$

то для фильтров верхних частот волновое сопротивление рассчитывается также по формуле

$$W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Каждая из ячеек представляет собой колебательный контур, резонансная частота которого

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_1 2C_1}} = \frac{1}{4\pi\sqrt{L_1 C_1}}. \qquad (4\text{-}11)$$

На резонансной частоте сопротивления элементов ячеек одинаковы. С увеличением частоты сопротивление емкостей быстро падает,

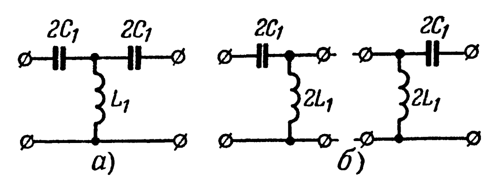


Рис. 4-15. Разделение Т-образного фильтра верхних частот (*а*) на две Г-образные ячейки (*б*).

а индуктивностей — растет. Поэтому ток с частотой, которая больше резонансной частоты, легко проходит от источника через конденсаторы фильтра к нагрузке, не испытывая заметного шунтирующего влияния со стороны катушек. Эквивалентное сопротивление звена имеет для тока этой частоты емкостный характер. Следовательно, фильтр будет прозрачен для колебаний частот более высоких, чем f_2. Для токов более низких частот сопротивление емкостей будет увеличиваться, а индуктивностей уменьшаться, и ток от источника будет замыкаться через катушки, не проходя к нагрузке. Это проявляется

тем резче, чем больше число звеньев в фильтре и чем меньше активные потери в них. Таким образом, резонансная частота ячеек f_2 является частотой среза фильтра.

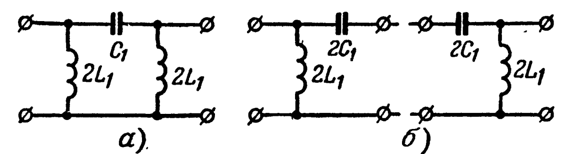


Рис. 4-16. Разделение П-образного фильтра верхних частот (*а*) на две Г-образные ячейки (*б*).

По заданной частоте среза и сопротивлению нагрузки, используя условие $R_н = W$, легко получить формулы для расчета элементов фильтра верхних частот:

$$L_1 = \frac{R_н}{4\pi f_2}; \qquad (4\text{-}12)$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_2 R_н}. \qquad (4\text{-}13)$$

Переходя от элементарных ячеек к обычным схемам фильтров, легко заключить, что в Т-образных фильтрах крайние конденсаторы должны иметь емкость $2C_1$, а конденсаторы, стоящие между катушками, — емкость C_1; все катушки должны иметь индуктивность L_1. В П-образных фильтрах крайние катушки должны иметь индуктивность $2L_1$, а катушки, стоящие между конденсаторами, индуктивность L_1; все конденсаторы должны иметь емкость C_1.

Рис. 4-17. Характеристика затухания полосового фильтра, составленного из фильтров верхних и нижних частот.

4-5. ПОЛОСОВЫЕ И ЗАГРАДИТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Часто в радиотехнических устройствах оказывается необходимым пропустить в ту или иную цепь токи некоторой полосы частот, лежащей в пределах от f_1 до f_2. Эту задачу можно решить путем последовательного включения фильтра нижних частот, имеющего частоту среза f_2, и фильтра верхних частот с частотой среза f_1. Результирующая характеристика затухания такого составного фильтра приведена на рис. 4-17.

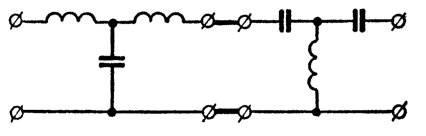


Рис. 4-18. Т-образный полосовой фильтр.

Подобные полосовые фильтры можно получить как из Т-образных (рис. 4-18), так и из П-образных (рис. 4-19) фильтров. Однако чаще на практике используют в качестве элементов полосовых фильтров колебательные контуры (рис. 4-20).

Для токов с частотами, близкими к резонансной частоте, последовательный контур представляет малое, а параллельный — весьма большое сопротивление. Поэтому эти токи почти беспрепятственно проходят через фильтр. Для токов же, частоты которых сильно отличаются от резонансной частоты, последовательный контур представляет значительное, а параллельный — весьма малое реактивное сопротивление, вследствие чего эти токи не проходят через фильтр.

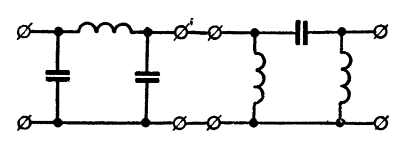


Рис. 4-19. П-образный полосовой фильтр.

Одиночные контуры не обладают достаточно однородными свойствами в широком диапазоне частот, поэтому в тех случаях, когда важно получить особенно широкую полосу и постоянную степень передачи внутри нее, используют фильтры в виде систем связанных контуров. Широкая полоса пропускания и равномерное воздействие на пропускаемые токи обеспечиваются сильной связью или расстройкой контуров друг относительно друга с использованием достаточно большого числа контуров в фильтре.

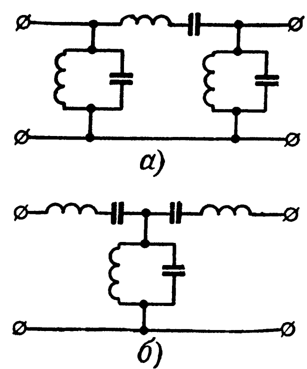


Рис. 4-20. Схемы полосовых фильтров, составленных из колебательных контуров.
а — П-образный; *б* — Т-образный.

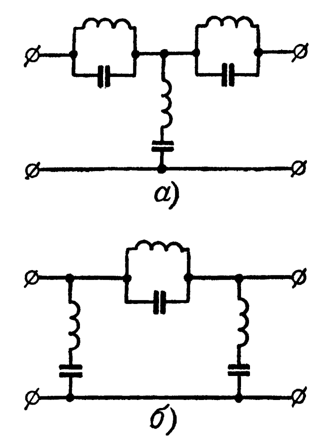


Рис. 4-21. Схемы заградительных фильтров.
а — Т-образный; *б* — П-образный.

Часто приходится решать обратную задачу: не пропускать через фильтр токи определенной полосы частот. Очевидно, что такой заградительный фильтр может быть получен из полосового фильтра простой переменой мест элементов, включенных последовательно и параллельно источнику (рис. 4-21). Характеристика затухания заградительного фильтра приведена на рис. 4-22.

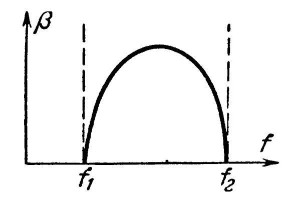


Рис. 4-22. Частотная характеристика заградительного фильтра.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ДЛИННЫЕ ЛИНИИ

5-1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ В ИДЕАЛЬНЫХ БЕСКОНЕЧНО ДЛИННЫХ ЛИНИЯХ

В предыдущих главах были рассмотрены свободные и вынужденные колебания в устройствах с ограниченными размерами. Однако в радиотехнике часто используются системы, имеющие весьма большие размеры. Для того чтобы выяснить, что следует понимать под выражением «весьма большие размеры», рассмотрим явления, происходящие в идеальной (т. е. лишенной потерь) системе, состоящей из двух одинаковых прямолинейных проводов неограниченной длины; такую систему называют идеальной **симметричной двухпроводной линией** (рис. 5-1).

Рис. 5-1. Симметричная двухпроводная линия.

До подключения источника в проводах линии тока нет. При подключении к началу линии, т. е. к ее входу, источника постоянного напряжения E (рис. 5-2) в ближайших к источнику участках проводов линии начинает проходить ток, так как в один из проводов поступают электроны с отрицательного полюса источника, а из другого провода электроны уходят к положительному полюсу. В результате ближайшие участки проводов линии заряжаются, между ними возникает напряжение, равное напряжению источника; этот участок линии начинает играть роль источника напряжения для последующего участка и т. д.

Таким образом, вдоль бесконечной линии от одного участка линии к другому начинает проходить ток, создающий вокруг проводов магнитное поле. Принято говорить, что вдоль линии распространяется электромагнитное возмущение, причем оно распространяется с очень большой, но все же конечной скоростью v, близкой к скорости света.

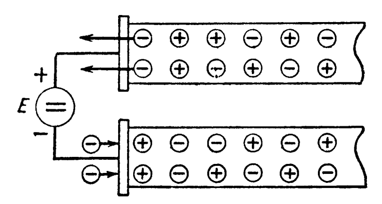


Рис. 5-2. Процессы в линии при подключении к ней источника постоянной э. д. с.

Не следует, однако, думать, что это означает, будто электроны, сошедшие в какой-то момент времени с зажима источника, через секунду окажутся на расстоянии 300 000 *км* от него. Скорость движения электронов в тысячи раз меньше, но появление их избытка в начале линии создает смещение электронов вдоль всей линии подобно смещению звеньев единой цепочки. Как и в цепочке, следует различать скорость движения звеньев, которая может быть весьма малой, и скорость передачи движения (толчка) вдоль цепочки, которая может быть огромной. В линии такими «звеньями» являются электроны, а передаваемым толчком (сигналом) является изменение поля, которое и приводит в движение все электроны линии. Поэтому первопричиной движения электронов всегда следует считать распространяющиеся с огромной скоростью изменения поля.

Аналогичные явления происходят в линии при подключении к ее входу источника переменной э. д. с. Если в момент подключения линии к генератору напряжение на его зажимах максимально (рис. 5-3), то, начиная с момента времени $t_0 = 0$ (рис. 5-3, *а*), напряжение рас-

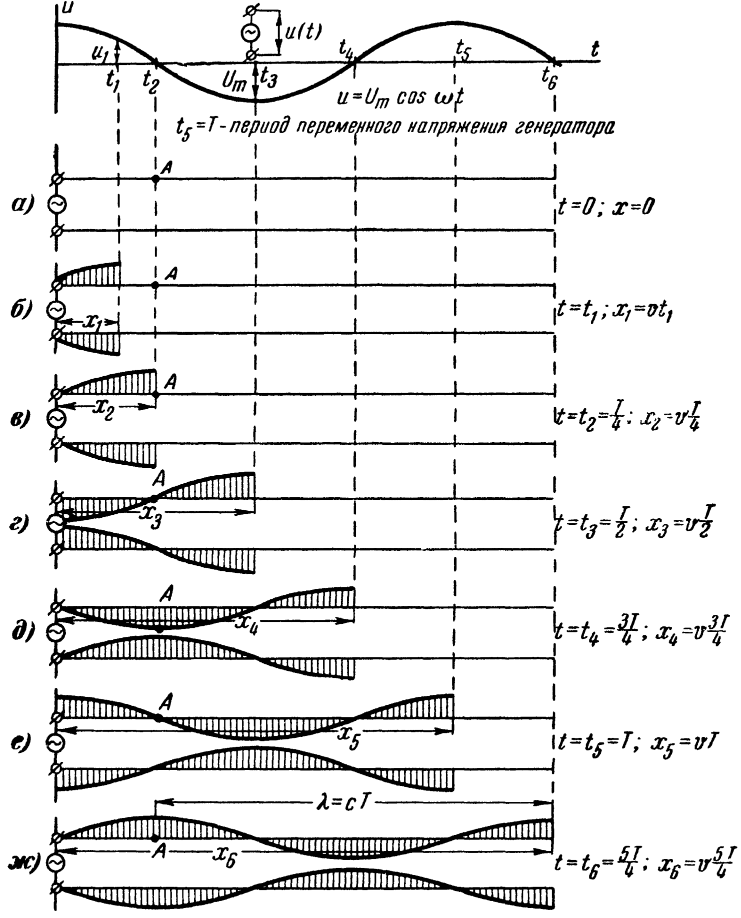


Рис. 5-3. Явления в бесконечно длинной линии при подключении ее к источнику переменной э. д. с.

пространяется вдоль линии и в некоторый момент времени $t = t_1$ (рис. 5-3, *б*) достигает точки, отстоящей от начала линии на расстоянии $x_1 = vt_1$. За это время напряжение на зажимах генератора уменьшится до величины u_1. Промежуточные значения напряжения на генераторе достигнут точек, расположенных между началом линии и точкой x_1. Через промежуток времени $t_2 = T/4$ (где T — период напряже-

ния генератора) первоначальное напряжение достигнет точки, удаленной от входа линии на расстояние $x_2 = vT/4$, а напряжение на зажимах генератора будет равно нулю (рис. 5-3, *в*). Еще через четверть периода (рис. 5-3, *г*) напряжение на зажимах генератора снова становится максимальным по величине, но отрицательным по знаку. Первоначальное напряжение к этому времени достигает точки, удаленной от входа линии на расстояние $x_3 = vT/2$, а напряжение, равное нулю, достигает точки, удаленной от входа линии на расстояние x_2. Аналогичным образом можно проследить процесс для последующих моментов времени $t_4 = 3T/4$, $t_5 = T$ и $t_6 = 5T/4$ (рис. 5-3, *д—ж*).

Таким образом, переменное напряжение распространяется вдоль линии, создавая переменное электрическое поле (рис. 5-4, *а*). Это переменное напряжение создает в проводах линии переменный ток, а последний в свою очередь — переменное магнитное поле вокруг проводов (рис. 5-4, *б*).

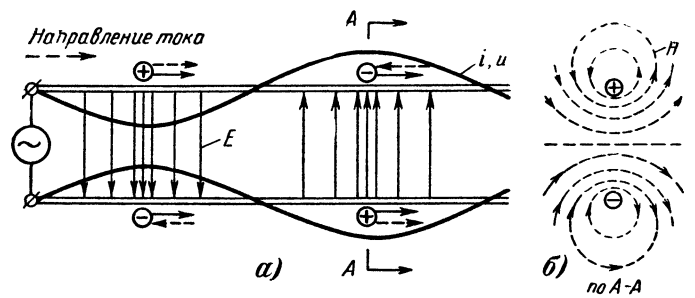


Рис. 5-4. Электрическое и магнитное поля двухпроводной линии.

Подключение источника переменной э. д. с. к бесконечной линии создает так называемые б е г у щ и е электромагнитные волны, распространяющиеся вдоль линии в одном направлении. Одновременно вдоль линии распространяются волны переменного тока и напряжения. При распространении волн вдоль линии (рис. 5-3) значения напряжения, тока, напряженности электрического и магнитного полей на определенных расстояниях друг от друга повторяются. Расстояние между двумя ближайшими точками с одинаковыми значениями полей называют д л и н о й электромагнитной волны.

Если в точке A (рис. 5-3) положительное максимальное значение напряжения было в момент времени t_2, то снова это значение напряжения будет в этой точке через время, равное периоду переменного напряжения источника. За это время предыдущее максимальное значение переместится на расстояние

$$\lambda = vT. \tag{5-1}$$

Поскольку период переменного напряжения источника — величина, обратная частоте ($T = 1/f$), то длина волны может быть подсчитана по формулам:

$$\lambda = \frac{v}{f}; \tag{5-2}$$

$$\lambda = 2\pi \frac{v}{\omega}. \tag{5-3}$$

Волна напряжения, создаваемая генератором, приходит в различные точки провода с запаздыванием, зависящим от расстояния этих точек от входа линии. Пусть в момент времени $t = 0$, когда напряжение на генераторе максимально, в точке A никакого напряжения еще нет. Оно приходит в точку A через время $t_2 = T/4$, когда на генераторе напряжение падает до нуля. Иными словами, если напряжение на генераторе изменяется по закону $u = U_m \cos \omega t$, то в точке, расположенной на расстоянии x от входа линии, оно будет изменяться таким же образом, но с запаздыванием на промежуток времени $\Delta t = x/v$, за который электромагнитная волна доходит до этой точки. Следовательно, напряжение в ней изменяется по закону

$$u_x = U_m \cos \omega \left(t - \frac{x}{v}\right). \tag{5-4}$$

Выражение (5-4) называется уравнением бегущей волны. С его помощью можно, зафиксировав какой-нибудь момент времени t, найти распределение напряжения в данный момент времени вдоль

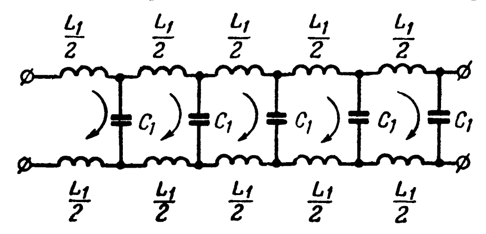


Рис. 5-5. Эквивалентная схема длинной линии.

линии или, зафиксировав некоторое значение координаты x, найти для данной точки зависимость напряжения от времени.

Из сказанного видно принципиальное отличие явлений в длинной линии от явлений, протекающих в катушках, конденсаторах или сопротивлениях. Для последних характерно то, что фаза и амплитуда электрических колебаний в любых их точках одинаковы. В линиях же, размеры которых соизмеримы с длиной волны, фаза колебаний в различных точках различна. Следовательно, «длинной» в электрическом отношении следует считать линию, длина которой соизмерима с длиной волны. Обычно приходится учитывать эффект запаздывания в приходе волны к концу линии, если ее длина превышает $0{,}1\lambda$. Кроме того, в отличие от рассмотренных ранее систем, в которых можно было легко указать элементы, где сосредоточивается электрическая энергия (конденсаторы), и элементы, где сосредоточивается магнитная энергия (катушки индуктивности), в длинных линиях это сделать невозможно. В них по всей длине проводов запасается как электрическая, так и магнитная энергия.

Рассмотренные ранее системы принято называть **системами с сосредоточенными параметрами**. Длинная же линия представляет собой типичный пример **системы с распределенными параметрами**. Каждая единица длины провода линии обладает некоторой индуктивностью. Кроме того, противоположные участки проводов, разделенных диэлектриком, образуют своего рода конденсаторы, обладающие некоторой емкостью.

Индуктивность L_1 и емкость C_1, приходящиеся на единицу длины линии, называются п о г о н н ы м и индуктивностями и емкостями, Разбив условно всю линию на элементарные участки, можно изобразить ее эквивалентную электрическую схему в виде последовательно соединенной цепочки ячеек, состоящих из индуктивностей L_1 и включенных между проводами емкостей C_1 (рис. 5-5). Эта эквивалентная схема позволяет выяснить целый ряд важных свойств и особенностей работы линий.

При распространении вдоль линии электромагнитной волны изменяется запас электрической и магнитной энергии в ее отдельных участках. Если за малый промежуток времени Δt волна переместилась вдоль линии на расстояние Δx (рис. 5-6), которое настолько мало, что ток на всем участке Δx можно считать одинаковым, то приращение магнитного потока, вызванное пришедшей волной, на этом участке будет равно индуктивности участка, умноженной на приращение тока в нем. В данном случае это приращение равно протекающему току, так как до прихода волны его в линии не было, т. е. $\Delta\Phi = Li = L_1 i \Delta x$. Это изменение потока должно создать в участке провода э. д. с. самоиндукции

$$e = -\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = -L_1 i \frac{\Delta x}{\Delta t}. \quad (5\text{-}5)$$

Рис. 5-6. Изменение распределения тока вдоль линии за малый отрезок времени.

Под действием ее в распределенной емкости участка накапливается заряд

$$\Delta q = C_1 e \Delta x,$$

который приносится током i за рассматриваемый промежуток времени Δt, т. е.

$$\Delta q = i \Delta t.$$

Сравнив два последних равенства, получим:

$$e = -\frac{i}{C_1} \frac{\Delta t}{\Delta x}. \quad (5\text{-}6)$$

Приравнивая теперь выражения (5-5) и (5-6), получаем:

$$\left(\frac{\Delta x}{\Delta t}\right)^2 = \frac{1}{L_1 C_1},$$

но $\Delta x / \Delta t$ — скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии. Следовательно,

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}. \quad (5\text{-}7)$$

Скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии зависит от ее погонных емкости и индуктивности. Чем они больше, тем меньше скорость распространения волны. Как показывает расчет,

погонная емкость в фарадах на метр симметричной двухпроводной линии может быть найдена по формуле

$$C_1 = \frac{\varepsilon}{4 \ln \frac{2D}{d}} \frac{1}{9 \cdot 10^9}, \quad (5\text{-}8)$$

а погонная индуктивность (в генри на метр) по формуле

$$L_1 = 4\mu \ln \frac{2D}{d} 10^{-7}, \quad (5\text{-}9)$$

где D и d — расстояние между осями проводов и диаметр провода (см. рис. 5-1);

ε и μ — диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, окружающей провода.

Если подставить выражения (5-8) и (5-9) в формулу (5-7), то скорость распространения электромагнитной волны (в метрах в секунду)

$$v = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\varepsilon\mu}}. \quad (5\text{-}10)$$

В вакууме $\varepsilon = \mu = 1$, и скорость распространения электромагнитных волн составляет $3 \cdot 10^8$ *м/сек*. Скорость распространения электромагнитных волн вдоль проводов такая же, как и в свободном пространстве, и определяется диэлектрической проницаемостью ε и магнитной проницаемостью μ среды, окружающей провода. Для проводов, разделенных воздушным промежутком, $\varepsilon \approx \mu \approx 1$ и $v \approx 3 \cdot 10^8$ *м/сек* $= c$.

При распространении бегущей волны линия поглощает всю энергию, отдаваемую ей генератором, ничего не возвращая обратно, поэтому она представляет для генератора чисто активную нагрузку. Следовательно, ток и напряжение в линии при бегущей волне должны совпадать по фазе. В каждом из участков длинной линии в индуктивности запасается максимальная энергия магнитного поля

$$W_L = \frac{L_1 \Delta x I_m^2}{2},$$

где I_m — амплитуда тока в линии.

Одновременно в емкости запасается максимальная энергия электрического поля

$$W_C = \frac{C_1 \Delta x U_m^2}{2},$$

где U_m — амплитуда напряжения в линии.

Энергия, запасаемая индуктивностью, должна быть равна энергии, запасаемой емкостью, так как иначе линия представляла бы собой некоторую индуктивную или емкостную нагрузку для генератора. Значит,

$$\frac{L_1 \Delta x I_m^2}{2} = \frac{C_1 \Delta x U_m^2}{2},$$

откуда

$$\frac{U_m}{I_m} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = Z_0. \quad (5\text{-}11)$$

Здесь Z_0 — входное сопротивление линии при бегущей волне, называемое ее волновым сопротивлением (оно имеет чисто активный характер).

Входное сопротивление линии при бегущей волне одно и то же в любых ее точках, так как какие бы точки линии мы ни взяли, справа от них находится та же бесконечная линия, входное сопротивление которой равно ее волновому сопротивлению. Распределенная емкость и индуктивность линии зависят только от диаметра ее проводов и расстояния между ними. Следовательно, и волновое сопротивление целиком определяется конструктивными параметрами линии и не зависит от частоты генератора. Подставив выражения (5-8) и (5-9) в формулу (5-11), получим для воздушной линии

$$Z_0 = 276 \lg \frac{2D}{d}. \tag{5-12}$$

Расстояние между осями проводов линии D и диаметр провода d выбираются из соображений конструктивного удобства, получения малых потерь, механической прочности и т. п. Для двухпроводных воздушных линий волновое сопротивление обычно лежит в пределах 300—800 *ом*.

5-2. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ, РАЗОМКНУТЫХ НА КОНЦЕ

Для источника постоянного тока или токов низких частот линия конечной длины, разомкнутая на конце, в установившемся режиме всегда представляет собой бесконечно большое сопротивление. Для источников же высоких частот, для которых линия становится соизмеримой с длиной волны, ее сопротивление может иметь конечную и даже нулевую величину.

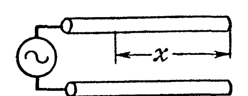


Рис. 5-7. Отрезок разомкнутой линии.

При рассмотрении явлений в линии конечной длины (рис. 5-7) более удобно вести отсчет расстояний от ее конца. При подключении линии к источнику питания в ней распространяется электромагнитная волна, которую принято называть падающей. Поскольку все изменения напряжения на входе линии передаются вдоль нее, то, начиная с некоторого момента времени, напряжение на конце, создаваемое падающей волной, будет изменяться по закону

$$u_{x=0} = U_m \cos \omega t. \tag{5-13}$$

Заряды, приходящие к концу линии, не могут идти дальше, и поэтому ток в конце линии

$$i_{x=0} = 0, \tag{5-14}$$

несмотря на наличие напряжения. Поскольку энергия, приносимая бегущей волной, не может быть поглощена на конце линии, то должен возникнуть волновой процесс, который будет переносить энергию в обратном направлении.

Выясним закономерности, характеризующие этот процесс. Условия, определяемые равенствами (5-13) и (5-14), создались бы на конце линии при подключении сюда генератора, развивающего э. д. с.,

амплитуда и фаза которой будут такими же, как у падающей волны. Действительно, при этом на заряды, находящиеся на конце, действовали бы в противоположных направлениях два одинаковых напряжения, и тока в точке с координатой $x = 0$ не было бы, несмотря на приходящие волны напряжения.

Поскольку все явления, происходящие на конце линии, со скоростью света передаются вдоль нее, то и во всей линии явления будут происходить так, как будто на ее конце включен генератор, создающий указанную выше э. д. с. Такой генератор создает в линии волну, бегущую от конца к началу и имеющую на конце такую же амплитуду и фазу, что и падающая волна. Эту волну принято называть о т р а ж е н н о й.

Если падающая волна создает на конце напряжение, определяемое выражением (5-13), то напряжение в момент времени t в точке с координатой x будет создаваться волной, вышедшей из генератора позже на время $\Delta t = x/c$. Значит, в точке с координатой x падающая волна создаст напряжение

$$u_{x\,\text{пад}} = U_m \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right). \tag{5-15}$$

Одновременно в ту же точку приходит волна, отраженная от конца линии в момент времени, предшествующий моменту t на время, необходимое для прохождения пути x. Она создаст в данной точке напряжение

$$u_{x\,\text{отр}} = U_m \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right). \tag{5-16}$$

Результирующее напряжение в этой точке равно сумме напряжений падающей и отраженной волн:

$$u_x = U_m \left[\cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right) + \cos \omega \left(t - \frac{x}{c}\right)\right].$$

Пользуясь известной тригонометрической формулой

$$\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2},$$

получаем:

$$u_x = 2U_m \cos \frac{\omega}{c} x \cos \omega t. \tag{5-17}$$

Так как

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{и} \quad T = \frac{\lambda}{c},$$

то

$$\frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{Tc} = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

Поэтому

$$u_x = 2U_m \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \cos \omega t. \tag{5-18}$$

Это выражение называется уравнением с т о я ч е й в о л н ы напряжения.

Множитель, не зависящий от времени, стоящий перед членом $\cos \omega t$, выражает собой амплитуду колебательного процесса. В данном случае амплитуда напряжения меняется от точки к точке. На конце линии, где $x = 0$, напряжение $U_{x=0} = 2U_m$, т. е. амплитуда напряжения вдвое больше напряжения, создаваемого генератором, вследствие сложения падающей и отраженной волн. Принято говорить, что в точках, где амплитуда колебаний достигает максимума, находится пучность волны.

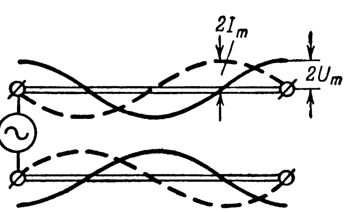


Рис. 5-8. Распределение амплитуд тока и напряжения в разомкнутой линии.

На расстоянии $x = 0{,}25\lambda$ от конца линии амплитуда напряжения $U_{x=0,25\lambda} = 0$, т. е. в любой момент времени в этой точке напряжение будет равно нулю вследствие взаимного уничтожения падающей и отраженной волн. Принято говорить, что в точках, где амплитуда колебаний становится минимальной, существует узел волны. В точке, удаленной от конца на расстояние $x = 0{,}5\lambda$, амплитуда колебаний снова равна $2U_m$, и через каждые полволны значения напряжений повторяются (рис. 5-8). Если в режиме бегущей волны амплитуда напряжения во всех точках линии одинакова, то в режиме стоячих волн она изменяется от точки к точке от удвоенного значения до нуля. Изменения эти следуют периодически через полволны.

Необходимо обратить внимание на то, что график, изображенный на рис. 5-8, представляет собой не мгновенные значения напряжения в отдельных точках линий, а амплитуду колебаний, происходящих в этих точках, мгновенные же значения напряжений могут лежать в пределах от нуля до изображенного на рис. 5-8 амплитудного значения. На рис. 5-9 приведены графики распределения мгновенных значений напряжения вдоль одного провода линии в моменты времени t_1, t_2, t_3 и т. д.

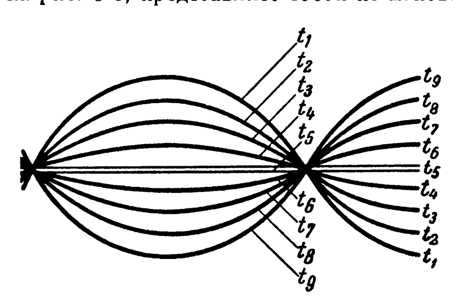


Рис. 5-9. Мгновенные распределения токов в разомкнутой линии для нескольких последовательных моментов времени.

Аналогичным образом можно найти распределение тока в проводах разомкнутой линии. Поскольку падающая и отраженная волны являются бегущими, то их токи совпадают по фазе с напряжениями. Поэтому на основании выражений (5-15) и (5-16) можно написать:

$$\left.\begin{aligned} i_{x\,\text{пад}} &= I_m \cos\omega\left(t + \frac{x}{c}\right); \\ i_{x\,\text{отр}} &= I_m \cos\omega\left(t - \frac{x}{c}\right). \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}19)$$

Необходимо только учитывать, что отраженная волна напряжения создает ток, движущийся от конца линии к началу. Поэтому токи $i_{x\,пад}$ и $i_{x\,отр}$ проходят по линии в противоположных направлениях и

$$i_x = i_{x\,пад} - i_{x\,отр}. \tag{5-20}$$

После преобразований, аналогичных рассмотренным, получим:

$$i_x = -2I_m \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \sin \omega t =$$

$$= 2I_m \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \cos(\omega t + 90^\circ). \tag{5-21}$$

Из последнего выражения видно, что амплитуда тока также изменяется от точки к точке, но характер этого изменения иной, чем у напряжения. Так, на конце линии ($x = 0$) ток всегда равен нулю, на расстоянии $x = 0{,}25\lambda$ от конца линии амплитуда тока равна удвоенному значению тока генератора и т. д. Распределение амплитуд тока вдоль линии показано на рис. 5-8 штриховой линией. Легко видеть, что оно отличается от распределения амплитуд напряжения смещением на четверть волны. Из выражений (5-18) и (5-21) следует, что ток опережает напряжение по фазе на 90°. Это свидетельствует о реактивном характере сопротивления, которое представляет собой линия для источника (поскольку она не поглощает энергии).

Если при наличии только бегущей волны входное сопротивление линии в любой ее точке одинаково и имеет активный характер, то при стоячей волне оно носит реактивный характер и может иметь различную величину. Из рис. 5-8 видно, что входное сопротивление линии, равное отношению амплитуды напряжения к амплитуде тока, в различных точках линии неодинаково. Так, например, на расстоянии $0{,}25\lambda$ от конца линии амплитуда тока равна $2I_m$, а амплитуда напряжения — нулю. Следовательно, входное сопротивление здесь равно нулю. На расстоянии $0{,}5\lambda$ от конца линии ток равен нулю, а напряжение равно $2U_m$, и, следовательно, входное сопротивление линии равно бесконечности (если к какому-либо элементу подводится напряжение и оно не создает в нем тока, то это означает, что элемент обладает бесконечно большим сопротивлением). Эти значения входного сопротивления повторяются периодически через полволны. В промежуточных точках входное сопротивление может принимать любые промежуточные значения от нуля до бесконечности.

Поскольку разомкнутая линия без потерь не поглощает энергии, а только в течение некоторой части периода запасает ее, а затем возвращает обратно источнику, она представляет для генератора чисто реактивную нагрузку. Если разделить выражение (5-18) для амплитуды напряжения на выражение (5-21) для амплитуды тока и учесть, что опережение напряжения током на 90° отмечается символом — j, то получим значение входного сопротивления разомкнутой линии

$$Z_{вх} = -j \frac{U_m}{I_m} \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} x.$$

Учитывая, что отношение амплитуд напряжения и тока представляет собой волновое сопротивление линии,

$$Z_{вх} = -jZ_0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} x. \tag{5-22}$$

Из графика зависимости входного сопротивления линии без потерь от ее длины (рис. 5-10) видно, что входное сопротивление линии может иметь любое значение от $+\infty$ до $-\infty$, т. е. в зависимости от длины линия может быть эквивалентна любой индуктивности или емкости. В тех точках, где реактивное сопротивление линии становится равным нулю, или бесконечности, она по своим свойствам подобна колебательному контуру без потерь соответственно при резонансе напряжений или токов.

По сравнению с обычным колебательным контуром линия имеет ряд существенных особенностей. Ее реактивное входное сопротивление становится равным нулю или бесконечности не на одной волне, как у обычного колебательного контура, а на бесконечной последовательности волн, целое число четвертей которых укладывается в линии, т. е. линия имеет бесконечное множество резонансных частот.

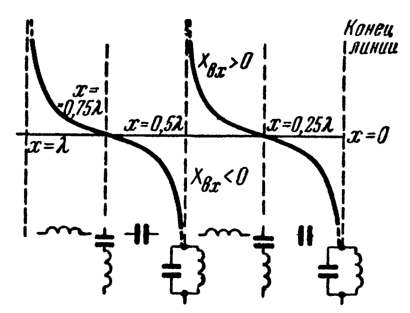


Рис. 5-10. Зависимость входного сопротивления разомкнутой линии без потерь от ее длины.

Изменяя длину линии, можно менять ее резонансную частоту, т. е. перестраивать ее с одной волны на другую. Поэтому такую линию часто называют настраиваемой. Так как распределение тока и напряжения вдоль линии при стоячей волне различно, то электрическая и магнитная энергии распределяются между различными участками линии неравномерно. У разомкнутой линии участок около ее конца обладает бо́льшим запасом электрической энергии, чем магнитной, так как напряжение между проводами велико, а ток в них мал, а участок, в пределах которого амплитуда тока близка к максимальной, обладает бо́льшим запасом магнитной энергии, чем электрической. Если в линии со стоячими волнами укладывается целое число четвертей волн, то запасы электрической и магнитной энергий в ней будут одинаковыми и она будет иметь активное сопротивление. Если же такую линию несколько укоротить или удлинить, то ее входное сопротивление станет реактивным. Характер его будет определяться преобладанием того или иного вида энергии, запасенной в отрезанном (прибавленном) участке.

5-3. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ, КОРОТКОЗАМКНУТЫХ НА КОНЦЕ

Как и в линии с разомкнутым концом, все особенности режима работы короткозамкнутой линии определяются условиями, создающимися на ее конце. Вследствие короткого замыкания проводов на конце линии здесь между ними нет разности потенциалов, т. е. $U_{x=0}=0$. На конце линии были бы те же условия, если бы вместо замыкающей перемычки был генератор, создающий напряжение равное и противофазное напряжению падающей волны. Такой «генератор» создавал бы в линии отраженную волну напряжения,

имеющую на конце фазу, противоположную фазе падающей волны. Поэтому при определении распределения напряжения в линии надо в выражении (5-16) вместо знака плюс поставить знак минус.

Аналогично переворачивается фаза волны тока, распространяющегося в направлении, противоположном падающей волне. Поскольку изменение фазы на 180° равносильно изменению направления тока на обратное, то это означает, что токи падающей и отраженной волн совпадают по фазе и в выражении (5-20) знак минус должен быть заменен на знак плюс. Иными словами, в случае короткого замыкания распределение тока получится таким, каким было распределение напряжения в разомкнутой линии, а распределение напряжения таким, каким было распределение тока. Поэтому, не повторяя выводов предыдущего параграфа, можно написать:

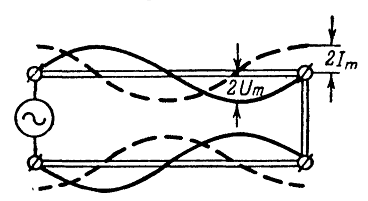


Рис. 5-11. Распределение амплитуд тока и напряжения в линии короткозамкнутой на конце.

$$u_x = -2U_m \sin\frac{2\pi}{\lambda}x \sin\omega t = 2U_m \sin\frac{2\pi}{\lambda}x \cos(\omega t + 90°); \qquad (5\text{-}23)$$

$$i_x = 2I_m \cos\frac{2\pi}{\lambda}x \cos\omega t. \qquad (5\text{-}24)$$

Сдвиг по фазе тока и напряжения на четверть периода (рис. 5-11) указывает на реактивный характер входного сопротивления линии, однако здесь в отличие от разомкнутой линии ток отстает от напряжения на 90°, что отмечается множителем $+j$:

$$Z_{вх} = jZ_0 \operatorname{tg}\frac{2\pi}{\lambda}x. \qquad (5\text{-}25)$$

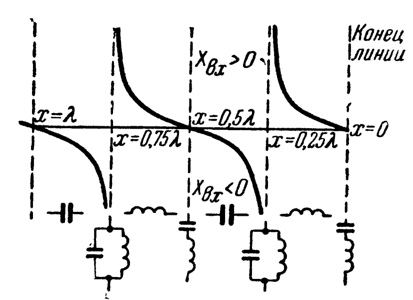


Рис. 5-12. Зависимость входного сопротивления линии, короткозамкнутой на конце от ее длины.

Выражение (5-25) показывает, что линия может иметь входное сопротивление реактивного характера любой величины от $+\infty$ до $-\infty$, т. е. представлять собой любую емкость или индуктивность в зависимости от ее длины, выраженной в длинах волн x/λ и называемой **электрической длиной**. При длине короткозамкнутой линии 0,25 λ, 0,75λ, 1,25λ и т. д. ее входное сопротивление равно бесконечности. При этом она ведет себя как идеальный параллельный контур, настроенный в резонанс. Для генератора, работающего с частотой, при которой в линии укладывается несколько больше целого нечетного числа четвертей волн, она представляет емкостное сопротивление, а для генератора, работающего с частотой, при которой в линии укладывается несколько меньше, чем целое нечетное число четвертей волн, — индуктивное. При длине линии 0,5λ, 1λ, 1,5λ и т. д. ее входное

сопротивление равно нулю, и линия ведет себя аналогично идеальному последовательному контуру, настроенному в резонанс. Сопротивление ее генератору, создающему колебания с частотой меньше резонансной, имеет емкостный характер, а сопротивление генератору, частота которого больше резонансной, — индуктивный.

На графике зависимости входного сопротивления короткозамкнутой линии от ее длины (рис. 5-12) указаны области, в которых линия эквивалентна последовательному или параллельному контуру, емкости или индуктивности. Сравнение рис. 5-10 и 5-12 показывает, что короткозамкнутые и разомкнутые линии взаимозаменяемы. Их входные сопротивления одинаковы, если длина одной из них больше или меньше другой на четверть длины волны.

5-4. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ, ЗАМКНУТЫХ НА КОНЦЕ НА РЕАКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Если подключить к концу разомкнутой линии емкость или индуктивность, то из-за отсутствия потерь энергии на конце линии в ней установятся стоячие волны, а ее входное сопротивление будет иметь

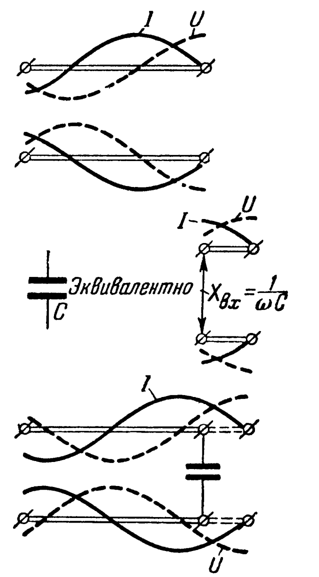


Рис. 5-13. Распределение амплитуд тока и напряжения вдоль линии, нагруженной на емкость.

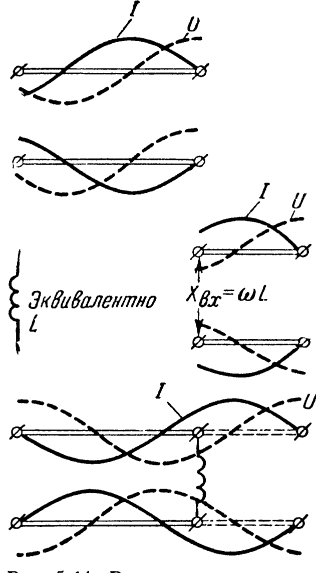


Рис. 5-14. Распределение амплитуд напряжения и тока в линии, нагруженной на индуктивность.

чисто реактивный характер. В линии при этом изменится только распределение амплитуд стоячих волн. Если на конце разомкнутой линии ток всегда равен нулю, то теперь этого не будет, так как через емкость или индуктивность, на которые нагружена линия, будет течь некоторый ток.

Для выяснения характера распределения стоячих волн при нагрузке линии на реактивное сопротивление удобно заменить включенную на конце нагрузку соответствующим отрезком разомкнутой линии. Из графиков, приведенных на рис. 5-10, находим длину эквивалентного отрезка линии, реактивное сопротивление которого равно сопротивлению нагрузки, и присоединяем его мысленно к концу линии вместо нагрузки. На получившейся удлиненной разомкнутой линии строим распределение токов и напряжений. Та часть графика, которая расположится на реальном участке, и будет представлять новое распределение стоячих волн в линии.

Рассмотрим сначала случай, когда на конце линии включена емкость (рис. 5-13). Вследствие того, что включение емкости эквивалентно удлинению разомкнутой линии на величину менее 0,25λ, первый от конца минимум напряжения (или максимум тока) приблизится к концу линии, но будет находиться перед ним. Таким образом, в конце линии находятся нисходящая часть кривой напряжения (если идти по направлению к началу линии) и восходящая часть кривой тока.

При индуктивной нагрузке эквивалентное удлинение больше 0,25λ и минимум напряжения сместится за конец линии. Поэтому в конце линии окажутся восходящая часть кривой напряжения и нисходящая часть кривой тока (рис. 5-14).

Зная распределение тока и напряжения вдоль линии, а также ее волновое сопротивление, можно определить величину и характер нагрузки, включенной на конце.

5-5. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ, НАГРУЖЕННЫХ НА АКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

В тех случаях, когда длинная линия используется для передачи высокочастотной энергии, нагрузку, включаемую на ее конце, следует подбирать так, чтобы она полностью поглощала энергию, приносимую падающей волной, и не создавала в линии отраженной волны. Для этого необходимо, чтобы нагрузка имела чисто активный характер. Величину нагрузки можно определить из рассмотрения явлений в бесконечно длинной линии, проведенного в § 5-1. Входное сопротивление бесконечной линии равно ее волновому сопротивлению. Следовательно, если разрезать такую линию и заменить ее бесконечно длинную часть активным сопротивлением, равным волновому сопротивлению (рис. 5-15), то явления в оставшейся части линии конечной длины не изменятся, т. е. в ней будут распространяться бегущие волны, энергия которых полностью поглотится нагрузкой. Такую линию называют *согласованной* с нагрузкой. При любых других сопротивлениях нагрузки часть энергии не будет поглощаться и в линии возникнут отраженные волны.

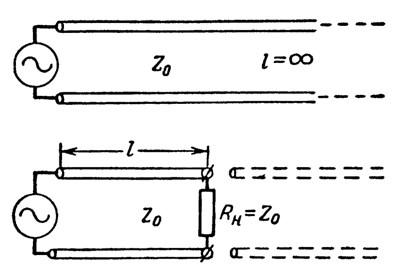


Рис. 5-15. Замена бесконечной линии активным сопротивлением, равным ее волновому сопротивлению.

При амплитуде падающей волны напряжения $U_{пад}$ амплитуда падающей волны тока во всех точках линии

$$I_{пад}=\frac{U_{пад}}{Z_0}. \qquad (5\text{-}26)$$

На конце линии падающая волна напряжения создает ток

$$I_{н}=\frac{U_{пад}}{R_{н}}. \qquad (5\text{-}27)$$

Такой ток мог бы проходить на конце линии, если бы к нему был присоединен генератор переменного тока (рис. 5-16), создающий ток, равный разности токов падающей волны и тока $I_н$ на конце линии:

$$I_{отр}=I_{н}-I_{пад}=\frac{U_{пад}(Z_0-R_{н})}{R_{н}Z_0}. \qquad (5\text{-}28)$$

Генератор этот создал бы в линии волну тока и напряжения, распространяющуюся от конца линии к ее началу, т. е. отраженную волну.

Для такого генератора общей нагрузкой $R_{общ}$ служит параллельное соединение сопротивления, включенного на конце, и входного сопротивления линии, которое, если нет отражений от начала, равно волновому сопротивлению линии. Следовательно,

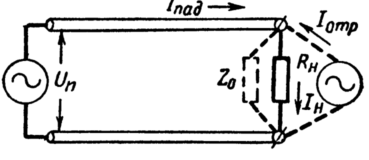
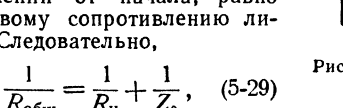


Рис. 5-16. Линия, нагруженная на произвольное активное сопротивление.



$$\frac{1}{R_{общ}}=\frac{1}{R_{н}}+\frac{1}{Z_0}, \qquad (5\text{-}29)$$

откуда сопротивление нагрузки для генератора, включенного на конце,

$$R_{общ}=\frac{R_{н}Z_0}{R_{н}+Z_0}. \qquad (5\text{-}30)$$

Поэтому амплитуда напряжения, создаваемого этим генератором на конце линии, т. е. напряжение отраженной волны

$$U_{отр}=I_{отр}R_{общ}=I_{отр}\frac{R_{н}Z_0}{R_{н}+Z_0}. \qquad (5\text{-}31)$$

Из выражений (5-28), (5-30) и (5-31) получаем:

$$U_{отр}=U_{пад}\frac{Z_0-R_{н}}{R_{н}+Z_0};$$

отсюда можно определить **коэффициент отражения** в линии

$$p=\frac{U_{отр}}{U_{пад}}=\frac{Z_0-R_{н}}{R_{н}+Z_0}. \qquad (5\text{-}32)$$

Если на конце линии включено сопротивление, равное ее волновому сопротивлению, то ток $I_н = I_{пад}$, а ток $I_{отр} = 0$, отражение

в линии отсутствует и согласно формуле (5-32) коэффициент отражения равен нулю. В тех же случаях, когда сопротивление на конце линии больше ее волнового сопротивления, через него протекает ток $I_н < I_{пад}$ и, следовательно, ток кажущегося генератора на конце линии должен вычитаться из тока падающей волны, т. е. должен иметь противоположную фазу. Поэтому на конце линии возникает узел тока.

Знак напряжения отраженной волны всегда противоположен знаку ее тока. Действительно, если положительная полуволна напряжения падающей волны заставляет заряды в верхнем проводе двигаться к нагрузке, то положительная полуволна напряжения отраженной волны перемещает их к началу линии, т. е. в отрицательном направлении (рис. 5-17). Таким образом, на конце линии создается пучность напряжения.

Если сопротивление нагрузки на конце линии меньше ее волнового сопротивления, то $I_н > I_{пад}$ и ток кажущегося генератора на конце линии увеличивает ток падающей волны, что происходит, когда их фазы совпадают. Поэтому в данном случае на конце линии будет пучность тока и, следовательно, узел напряжения.

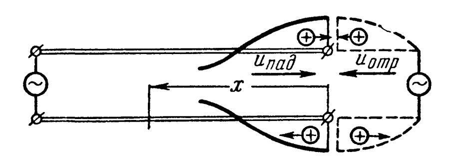


Рис. 5-17. Падающая и отраженная волны напряжения, вызывающие перемещение зарядов в противоположных направлениях.

Узлы чередуются с пучностями через каждые четверть волны, поскольку падающая волна на этом расстоянии увеличивает фазу на $\pi/2$, а отраженная волна на столько же ее уменьшает (или наоборот). Поэтому на расстояниях в четверть волны друг от друга сложение волн будет сменяться их вычитанием.

В отличие от случая реактивной нагрузки при активной нагрузке часть энергии всегда поглощается нагрузкой и в линии, кроме стоячих волн, всегда присутствуют бегущие волны, переносящие эту энергию. Поэтому амплитуды токов и напряжений никогда не будут достигать в пучностях удвоенного, а в узлах нулевого значения амплитуды бегущей волны (за исключением двух крайних случаев, когда и $R_н = 0$ и $R_н = \infty$, которые соответствуют рассмотренным ранее случаям короткого замыкания линии и линии, разомкнутой на конце).

Чем ближе сопротивление нагрузки к волновому сопротивлению линии, тем меньше отражение от конца, меньше амплитуда стоячих волн и больше амплитуда бегущей волны, т. е. тем лучше согласование линии с нагрузкой. Это можно проследить по серии графиков распределения напряжения в линии при различных значениях сопротивления нагрузки (рис. 5-18), которое зафиксирует прибор, измеряющий действующие значения тока и напряжения.

Распределение напряжения или тока в линии со стоячими и бегущими волнами принято характеризовать **коэффициентом бегущей волны**, равным отношению напряжений или токов в узле и пучности:

$$k = \frac{U_{мин}}{U_{макс}} = \frac{I_{мин}}{I_{макс}}.$$

В случае бегущих волн $k = 1$, а в случае стоячих волн $k = 0$. Коэффициент бегущей волны характеризует степень рассогласования линии с нагрузкой. Поскольку узел возникает там, где отраженная волна вычитается из падающей, а пучность там, где они складываются, то $U_{макс} = U_{пад} + U_{отр}$, а $U_{мин} = U_{пад} - U_{отр}$. Поэтому коэффициент бегущей волны

$$k = \frac{U_{пад} - U_{отр}}{U_{пад} + U_{отр}}.$$

Разделив числитель и знаменатель на $U_{пад}$, получим:

$$k = \frac{1 - \frac{U_{отр}}{U_{пад}}}{1 + \frac{U_{отр}}{U_{пад}}} = \frac{1 - p}{1 + p}.$$

Подставим теперь сюда выражение для коэффициента отражения

$$p = \frac{Z_0 - R_н}{Z_0 + R_н}.$$

Тогда

$$k = \frac{R_н}{Z_0}.$$

Из формулы (5-32) видно, что при $R_н > Z_0$ коэффициент отражения становится отрицательным. Это означает изменение фазы отраженной волны на обратную (по сравнению со случаем, когда $R_н < Z_0$), т. е.

$$p = \frac{R_н - Z_0}{Z_0 + R_н}.$$

Подставляя эти равенства в общее выражение коэффициента бегущей волны, получаем для случая, когда $Z_0 < R_н$,

$$k = \frac{Z_0}{R_н}.$$

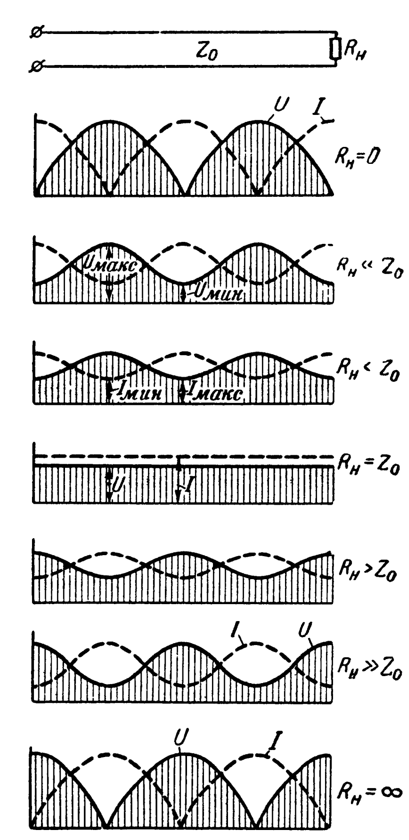


Рис. 5-18. Распределение амплитуд тока и напряжения в линии, нагруженной на различные по величине активные сопротивления.

Следовательно, по величине коэффициента бегущей волны (КБВ) можно судить о том, во сколько раз сопротивление нагрузки больше или меньше волнового сопротивления линии. Определив КБВ экспериментальным путем, легко ответить на вопрос, во сколько раз нужно изменить сопротивление нагрузки или волновое сопротивление линии для того, чтобы получить полное согласование.

На практике часто пользуются обратной величиной

$$\frac{1}{k}=\frac{U_{\text{макс}}}{U_{\text{мин}}},$$

называемой **коэффициентом стоячей волны** (КСВ).

Так как условие согласования линии с нагрузкой состоит в том, что последняя должна иметь чисто активный характер и быть равной волновому сопротивлению линии, то можно соединить две линии, не создавая в месте соединения отражений энергии, если их волновые сопротивления одинаковы. К линии, также не создавая отражения, можно присоединить на конце две другие линии, если волновые сопротивления каждой из присоединяемых линий в 2 раза больше волнового сопротивления основной линии.

5-6. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ, НАГРУЖЕННЫХ НА КОМПЛЕКСНУЮ НАГРУЗКУ

В общем случае, когда на конце линии включена смешанная нагрузка, состоящая из активного и реактивного сопротивлений, часть энергии поглощается в ней, а часть отражается, и в линии одновременно существуют стоячие и бегущие волны, а ее входное сопротивление имеет как активную, так и реактивную составляющие.

При наличии отражения ток в произвольной точке линии, отстоящей на расстояние x от ее конца, представляет собой сумму токов падающей и отраженной волн:

$$i_x = i_{x\,\text{пад}} + i_{x\,\text{отр}} = I_{m\text{пад}} \cos\omega\left(t+\frac{x}{c}\right) + \\ + I_{m\,\text{отр}} \cos\left[\omega\left(t-\frac{x}{c}\right) \pm \varphi\right], \qquad (5\text{-}33)$$

где φ — угол дополнительного сдвига фаз, вызванный отражением волн от комплексной нагрузки.

Вследствие того, что отражается только часть энергии падающей волны, амплитуда отраженной волны составляет некоторую долю от амплитуды падающей волны:

$$I_{m\text{отр}} = pI_{m\text{пад}}. \qquad (5\text{-}34)$$

Множитель p, выражающий отношение амплитуды отраженной волны к амплитуде падающей, называется коэффициентом отражения.

Поскольку падающая и отраженная волны являются бегущими, то линия представляет для них сопротивление, равное волновому. Поэтому напряжение, создаваемое током падающей волны,

$$u_{x\,\text{пад}} = i_{x\,\text{пад}} Z_0 = Z_0 I_{m\text{пад}} \cos\omega\left(t+\frac{x}{c}\right).$$

Знак напряжения, создаваемого током отраженной волны, как было показано в предыдущем параграфе, всегда противоположен знаку тока. Поэтому

$$u_{x\,\text{отр}} = -Z_0 i_{x\,\text{отр}} = -Z_0 I_{m\,\text{отр}} \cos\left[\omega\left(t-\frac{x}{c}\right) \pm \varphi\right],$$

и результирующее напряжение в произвольной точке линии

$$u_x = u_{x\,пад} + u_{x\,отр} = Z_0 \left\{ I_{m\,пад} \cos\omega\left(t + \frac{x}{c}\right) - \right.$$

$$\left. - I_{m\,пад} \cos\left[\omega\left(t - \frac{x}{c}\right) \pm \varphi\right]\right\}. \qquad (5\text{-}35)$$

Выражения (5-33) и (5-35) позволяют найти отношение напряжения к току в точке x:

$$\frac{u_x}{i_x} = Z_0 \frac{I_{m\,пад} \cos\omega\left(t + \frac{x}{c}\right) - I_{m\,отр} \times}{I_{m\,пад} \cos\omega\left(t + \frac{x}{c}\right) + I_{m\,отр} \times} \ldots \rightarrow$$

$$\leftarrow \ldots \frac{\times \cos\left[\omega\left(t - \frac{x}{c}\right) \pm \varphi\right]}{\times \cos\left[\omega\left(t - \frac{x}{c}\right) \pm \varphi\right]}. \qquad (5\text{-}36)$$

В качестве примера рассмотрим случай нагрузки четвертьволновой линии на чисто активное сопротивление. Подставляя в общее выражение (5-36) $x = 0{,}25\,\lambda$ и $\varphi = 0$, получаем:

$$\frac{u_{вх}}{i_{вх}} = Z_0 \frac{I_{m\,пад} \cos\omega\left(t + \frac{T}{4}\right) - I_{m\,отр} \cos\omega\left(t - \frac{T}{4}\right)}{I_{m\,пад} \cos\omega\left(t + \frac{T}{4}\right) + I_{m\,отр} \cos\omega\left(t - \frac{T}{4}\right)}.$$

Так как $\cos(\omega t + 90°) = -\sin\omega t$ и $\cos(\omega t - 90°) = \sin\omega t$, то после сокращения числителя и знаменателя на $\sin\omega t$ найдем, что

$$Z_{вх} = Z_0 \frac{I_{m\,пад} + I_{m\,отр}}{I_{m\,пад} - I_{m\,отр}} = \frac{1 + p}{1 - p}. \qquad (5\text{-}37)$$

Подставив затем значение коэффициента отражения из формулы (5-32), получим:

$$Z_{вх} = R_{вх} = \frac{Z_0^2}{R_н}. \qquad (5\text{-}38)$$

Равенство (5-36) справедливо для любой точки линии и в любой момент времени. Напишем его для момента времени $t = 0$ для конца линии, т. е. при $x = 0$, где входное сопротивление линии должно равняться сопротивлению ее нагрузки:

$$Z_{x=0} = Z_н = Z_0 \frac{I_{m\,пад} - I_{m\,отр} \cos\varphi}{I_{m\,пад} + I_{m\,отр} \cos\varphi}.$$

Отсюда относительное сопротивление нагрузки

$$\frac{Z_н}{Z_0} = \frac{I_{m\,пад} - I_{m\,отр} \cos\varphi}{I_{m\,пад} + I_{m\,отр} \cos\varphi} = \frac{1 - p\cos\varphi}{1 + p\cos\varphi}. \qquad (5\text{-}39)$$

Вычитая единицу из обеих частей равенства, получаем:

$$\frac{Z_н}{Z_0} - 1 = \frac{-2p\cos\varphi}{1 + p\cos\varphi},$$

а прибавляя единицу к обеим частям равенства, получаем:

$$\frac{Z_н}{Z_0} + 1 = \frac{2}{1 + p\cos\varphi}.$$

Разделив последние два равенства друг на друга, найдем:

$$\frac{Z_н - Z_0}{Z_н + Z_0} = -p\cos\varphi. \qquad (5\text{-}40)$$

Полученная формула связывает величину коэффициента отражения с сопротивлением нагрузки. Поскольку волновое сопротивление линии имеет чисто активный характер, то коэффициент отражения может быть равен нулю только в том случае, если сопротивление нагрузки также имеет чисто активный характер и равно волновому сопротивлению.

5-7. РЕАЛЬНЫЕ ЛИНИИ С ПОТЕРЯМИ ЭНЕРГИИ

До сих пор мы рассматривали только идеальные линии, считая, что тепловые потери и утечки в них отсутствуют. Реальные линии по своим свойствам близки к идеальным и на практике чаще всего пользуются для расчета формулами, выведенными для идеальных линий. При этом результаты расчета тем точнее, чем короче линия, больше диаметр проводов и лучше изоляция. Однако в некоторых случаях пренебрежение потерями в линии приводит к значительным ошибкам.

При бегущих волнах потери приводят к постоянному уменьшению амплитуд тока и напряжения вдоль линии. При наличии в линии стоячих волн амплитуды напряжения и тока на отдельных ее участках резко возрастают, что приводит к значительному увеличению потерь в проводах линии, пропорциональных квадратам амплитуд тока и напряжения (на нагрев проводов, из-за утечек тока через изолятор, потерь в диэлектрике и др.). В результате этого к. п. д. линии значительно снижается. Поэтому для передачи энергии всегда желательно иметь линию с максимальным коэффициентом бегущей волны.

Наличие потерь приводит к тому, что входное сопротивление линии, помимо реактивной составляющей, всегда имеет еще и активную составляющую. Поэтому при резонансе напряжений, как и у колебательных систем с сосредоточенными постоянными, входное сопротивление линии не равно нулю, а при резонансе токов оно не становится бесконечно большим.

Сравнение графика зависимостей входного сопротивления разомкнутой (рис. 5-19, *а*) и короткозамкнутой (рис. 5-19, *б*) линии с потерями от ее длины с графиками для идеальных линий (рис. 5-10 и 5-12) показывает, что в результате потерь в линии, во-первых, ее входное сопротивление имеет активную составляющую, которая при резонансе напряжений возрастает, а при резонансе токов уменьшается с увеличением длины линии, причем резонансная характеристика линии становится менее острой. Во-вторых, закон изменения реактивной составляющей входного сопротивления линии мало отличается от изменения реактивной составляющей входного сопротивления идеальной линии, за исключением области непосредственно вблизи резонанса; в этой области величина реактивного сопротивления не

стремится к бесконечности, а резко падает до нуля и затем также резко возрастает, изменив свой знак (при резонансе реактивное сопротивление линии всегда равно нулю). Следовательно, за исключением указанной области около резонанса для расчета реактивной части входного сопротивления линии можно пользоваться формулами (5-22) или (5-25) для идеальной линии.

Необходимо отметить, что при резонансе токов входное сопротивление линии в сотни, а иногда и в тысячи раз больше входного сопротивления линии при резонансе напряжений. Поэтому нагрузка источника питающего линию, с изменением волны может резко изменяться.

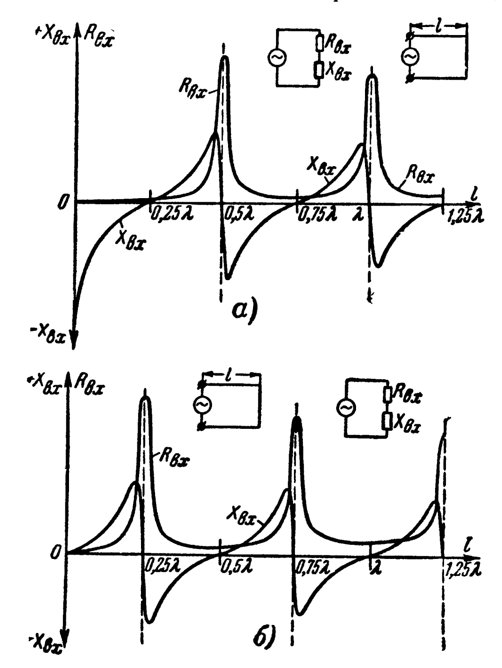


Рис. 5-19. Зависимости активной и реактивной составляющих входного сопротивления разомкнутой и короткозамкнутой линий с потерями от их длины.

Существует большое число различных конструкций фидерных линий (рис. 5-20). На рис. 5-20, *а* показана двухпроводная симметричная воздушная линия. Диаметр ее проводов и расстояние между ними выбирают в зависимости от мощности источника, к которому она подключается, и требуемого волнового сопротивления, которое для линий такого вида практически удается получить в пределах 300—800 *ом*.

На работу открытых линий значительное влияние оказывают климатические условия. При большой влажности или обледенении потери возрастают в несколько раз. Однако даже в самых неблагоприятных случаях потери при режиме бегущей волны оказываются

весьма малыми и практически их можно не учитывать. При работе двухпроводной воздушной линии в режиме стоячих волн потери энергии возрастают по сравнению с режимом бегущей волны иногда более чем в 5 раз. Поэтому, если длина линии составляет несколько длин волн, приходится учитывать потери.

Реже встречаются двухпроводные линии, провода которых проходят в диэлектрике (рис. 5-20, *б*). Подобные линии обычно обладают волновым сопротивлением порядка 50—300 *ом*, что очень удобно для согласования их с целым рядом антенн. Преимуществом таких линий является также то, что они не подвержены влиянию климатических условий и удобны для монтажа; их основной недостаток — большое затухание вследствие значительных диэлектрических потерь в изоляции.

В ряде случаев бывает удобно второй провод линии прокладывать в земле (рис. 5-20, *е*) или просто использовать землю в качестве

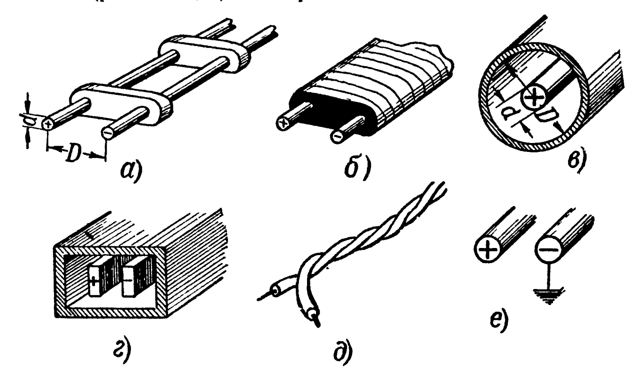


Рис. 5-20. Различные конструкции фидерных линий.

второго провода. Линия при этом становится несимметричной. Следует иметь в виду, что удобство и экономия меди здесь всегда сопряжено с ростом потерь.

Наиболее распространенной несимметричной линией является коаксиальный кабель (рис. 5-20, *в*). В нем один провод помещен внутри второго, выполненного обычно в виде гибкой металлической оплетки. Напряжение от источника подводится к внешнему и внутреннему проводам кабеля. Электромагнитное поле здесь ограничено пространством внутри кабеля благодаря экранирующему действию внешнего провода, что является существенным преимуществом коаксиальной линии. Внешний провод кабеля может быть заземлен.

Основной недостаток коаксиальных кабелей заключается в том, что они обладают большими потерями в диэлектрике. Наименьшие потери имеют коаксиальные кабели с чешуйчатыми керамическими изоляторами или диэлектрическими шайбами, располагаемыми на некотором расстоянии друг от друга.

Волновое сопротивление коаксиальной линии

$$Z_0 = 138 \lg \frac{D}{d}, \qquad (5\text{-}41)$$

где D — внутренний диаметр внешнего провода;
d — диаметр внутреннего провода.

Стандартные кабели, выпускаемые промышленностью, имеют волновое сопротивление 35—150 *ом*.

Для передачи большой мощности двухпроводная линия часто выполняется в виде двух широких лент, помещенных в сплошной металлический экран (рис. 5-20, *г*). Для передачи же сравнительно небольшой мощности часто применяют шнуры, свитые из двух гибких проводов в резиновой изоляции (рис. 5-20, *д*). Волновое сопротивление такого шнура обычно лежит в пределах 50—80 *ом*. Такая линия обладает большими диэлектрическими потерями.

В тех случаях, когда требуется уменьшить волновое сопротивление линии, используют линию, состоящую из двух двухпроводных линий, соединенных параллельно (рис. 5-21). Параллельно соединяются провода, расположенные по диагонали. Эта мера позволяет сохранять симметрию всей системы, так как при этом емкости обеих пар проводов относительно земли одинаковы.

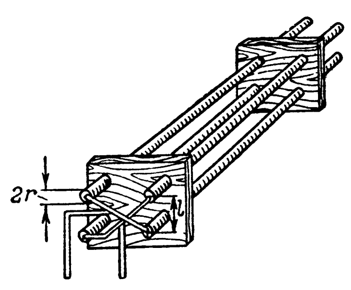


Рис. 5-21. Четырехпроводная линия.

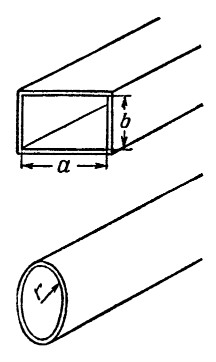


Рис. 5-22. Прямоугольный и круглый волноводы.

Жесткость всей конструкции придается рамочными изоляторами, которые располагаются на расстоянии 1,5—2 *м* друг от друга.

Выбор того или иного типа линии зависит в первую очередь от ее назначения, диапазона частот и передаваемой по ней мощности. Коаксиальные линии используются вплоть до волн порядка 10 *см*. При меньшей длине волн потери в линии настолько возрастают, что применение ее в ряде случаев становится нецелесообразным.

На более коротких волнах применяются волноводы — полые металлические трубы прямоугольного или круглого сечения (рис. 5-22). Принцип их работы может быть пояснен следующим образом. Если сделать для уменьшения потерь симметричную двухпроводную линию из проводов в виде широких лент (рис. 5-23), то можно, не нарушая режима ее работы, соединить провода отрезком четвертьволновой короткозамкнутой линии, имеющей бесконечно большое входное сопротивление. Если увеличивать число таких отрезков и расположить их с двух сторон линии, то в конце концов они сольются в сплошную металлическую трубу. Основными токопроводящими поверхностями будут являться широкие стенки трубы, по которым токи будут протекать в противоположных направлениях. Благодаря отсутствию крепящих изоляторов в трубах и большой поверхности проводников потери в волноводах весьма малы.

Электромагнитные волны обычно возбуждаются в волноводе небольшим излучателем в виде короткого металлического стержня, располагаемого посредине широкой стороны волновода (рис. 5-24). Излученные им волны достигают стенок волновода, где они возбуждают колебания свободных электронов. Их колебания в свою очередь создают излучение — отраженную волну, которая идет к противоположной стенке волновода и т. д. После многократных отражений электромагнитная волна достигает конца волновода.

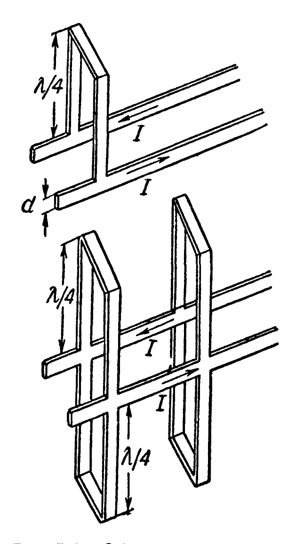


Рис. 5-23. Образование прямоугольного волновода из двухпроводной линии путем присоединения отрезков четвертьволновых короткозамкнутых линий.

Познакомимся с явлениями, возникающими при падении электромагнитной волны на идеально проводящую плоскость. При этом будем полагать, что падающая волна плоская, т. е. поверхности, проходящие через точки с одинаковыми фазами, называемые ф р о н т о м в о л н ы, представляют собой плоскости (рис. 5-25). На рисунке штриховыми линиями изображены следы плоскостей, соединяющих точки с максимальной напряженностью электрического поля одного знака. Вектор v изображает скорость движения фронта волны. Численно его величина в воздухе равна скорости света, т. е. $v = c$.

Пусть в точке A находится наблюдатель, измеряющий скорость движения фронта волны. Если в данный момент времени мимо него проходит фронт волны *1*, то фронт следующей волны *2* в это время проходит точку B; в точку A он придет через время T, пройдя по плоскости расстояние

$$AB = \frac{\lambda}{\sin\alpha},$$

где α — угол падения.

Поэтому скорость движения фронта волны, называемая ф а з о в о й с к о р о с т ь ю, вдоль плоскости будет:

$$v_ф = \frac{\lambda}{T\sin\alpha} = \frac{c}{\sin\alpha}. \quad (5\text{-}42)$$

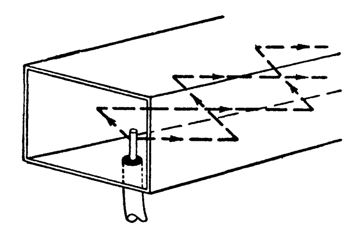


Рис. 5-24. Распространение электромагнитных волн в волноводе.

Поскольку $\sin\alpha < 1$, то фазовая скорость больше скорости движения фронта волны в свободном пространстве. Фазовая скорость будет тем больше, чем меньше угол α. При $\alpha \to 0$ фазовая скорость $v_ф \to \infty$, а это означает, что фронт волны достигает точек A и B практически одновременно.

Отражение волны происходит по законам геометрической оптики, поскольку физика явлений здесь та же, что и при отражении световых волн (угол падения равен углу отражения). У поверхности идеального проводника результирующее электрическое поле, возникающее при сложении падающей и отраженной волн, имеет направление, перпендикулярное плоскости проводника. Действительно, если возникает тангенциальная составляющая, направленная вдоль проводящей плоскости, то это вызывает мгновенное перераспределение зарядов в проводнике, которые нейтрализуют ее своим полем. Следствием этого являются равенство и противоположный характер тангенциальных составляющих электрического поля падающей и отраженной волн.

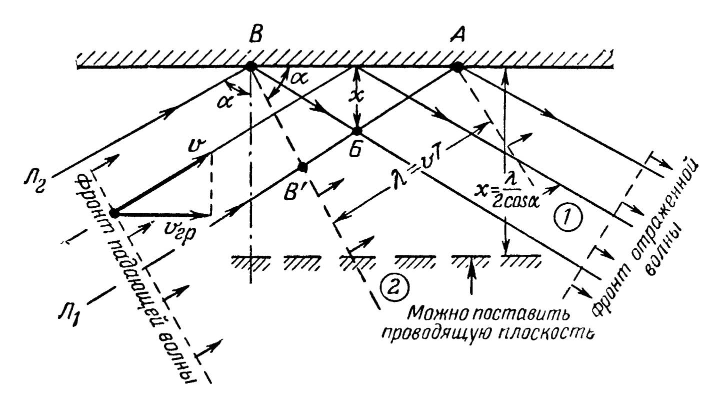


Рис. 5-25. Отражение электромагнитных волн от идеально проводящей плоскости.

Если вибратор, возбуждающий волну, расположен параллельно отражающей стенке (как в волноводе на рис. 5-24), то и вектор $E_{пад}$ имеет то же направление, и, следовательно, чтобы результирующее значение тангенциальной составляющей электрического поля было равно нулю, вектор $E_{отр}$ должен иметь противоположное направление (рис. 5-26). При этом, руководствуясь правилом буравчика, легко определить направление вектора магнитного поля отраженной волны $H_{отр}$. На рис. 5-26 векторы электрического поля лежат в плоскости P, на которую падает волна, а векторы магнитного поля — в перпендикулярной плоскости R. Из этого рисунка видно, что составляющие магнитного поля, перпендикулярные проводящей плоскости падающей $H'_{пад}$ и отраженной $H'_{отр}$ волн, имеют противоположное направление и взаимно уничтожают друг друга, а тангенциальные составляющие $H'_{пад}$ и $H''_{отр}$ имеют одно направление и усиливают друг друга Таким образом, фаза электрического поля волны при отражении изменяется на 180°, что равноценно прохождению волной дополнительного пути в $\lambda/2$.

Эффект сложения полей падающей и отраженной волн будет проявлять себя по-разному в зависимости от расстояния от отражающей стенки вследствие того, что разность фаз встре-

чающихся лучей непрерывно изменяется (рис. 5-25). Например, разность фаз волн, вышедших из одного источника, в точке *Б* будет определяться тем, что луч $Л_1$ попадет в нее раньше луча $Л_2$ на время

$$t = \frac{ВБ - В'Б}{c}.$$

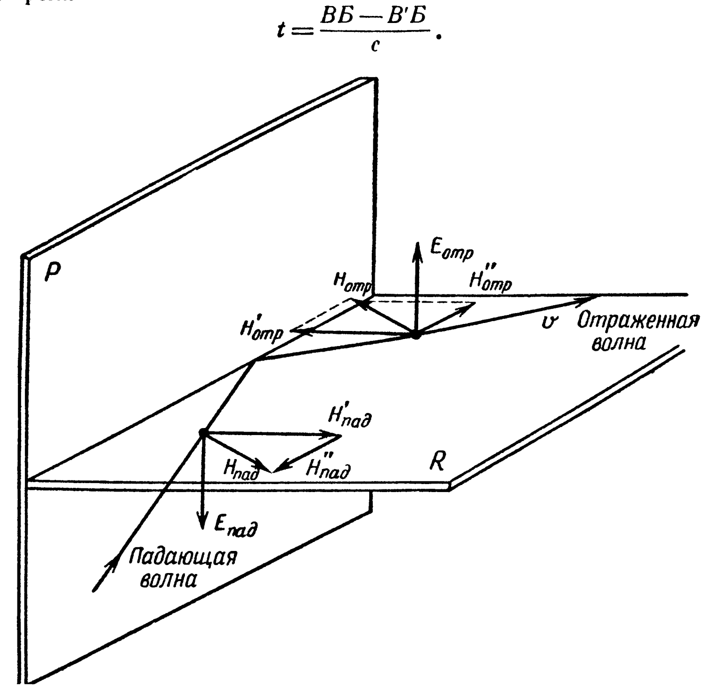


Рис. 5-26. Продольная и поперечная составляющие электрического и магнитного полей у идеальной отражающей плоскости.

Это создаст разность фаз

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi t}{T}.$$

Дополнительный сдвиг фазы на π получается за счет отражения, и результирующая разность фаз

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi t}{T} + \pi.$$

Из рис. 5-25 видно, что

$$ВБ = \frac{x}{\cos\alpha};$$

$$В'Б = ВБ \sin(2\alpha - 90°) = -\frac{x}{\cos\alpha}\cos 2\alpha.$$

Следовательно,

$$t = \frac{x}{c \cos \alpha}\left(1 + \cos 2\alpha\right) = \frac{2x}{c}\cos \alpha;$$

$$\Delta\varphi = \pi\left(1 + \frac{4x}{cT}\cos \alpha\right) = \pi\left(1 + \frac{4x}{\lambda}\cos \alpha\right).$$

При $x = 0$ (у отражающей плоскости) разность фаз $\Delta\varphi = \pi$, что было уже пояснено. С увеличением x разность фаз увеличивается и появляется результирующее поле. При $x = \lambda/4 \cos \alpha$ разность фаз $\Delta\varphi = 2\pi$, т. е. поля складываются, и напряженность результирующего поля равна удвоенному значению поля падающей волны. На расстоянии $x = \lambda/2 \cos \alpha$ разность фаз $\Delta\varphi = 3\pi$ и напряженность результирующего поля равна нулю. Это справедливо для любых точек, находящихся на данном расстоянии от плоскости. В них создаются такие же условия, какие были бы, если бы они лежали на поверхности проводящей плоскости. Поэтому, поместив на расстоянии $\lambda/2 \cos \alpha$ вторую проводящую плоскость, мы не изменим условий распространения электромагнитной волны.

Можно сделать и обратный вывод: если имеются две параллельно проводящие плоскости, то между ними могут распространяться путем многократных отражений электромагнитные волны при угле их падения, определяемом соотношением

$$\cos \alpha = \frac{\lambda}{2a},$$

где a — расстояние между плоскостями.

Для волн, падающих под другими углами, не выполняется условие равенства нулю составляющей электрического поля, направленной вдоль проводящей плоскости у ее поверхности, и они распространяться не могут.

Из последнего выражения видно, что чем больше длина волны, тем ближе угол падения волны к нулю. Если $\lambda \to 2a$, то $\alpha \to 90°$, т. е. распространяющиеся в волноводе волны падают на стенки почти перпендикулярно; они испытывают большое число отражений, и поэтому потери энергии велики. При $\lambda = 2a$ волны падают вертикально и перестают распространяться вдоль волновода. Волны более длинные также не распространяются вдоль волновода. Предельная волна, называемая к р и т и ч е с к о й,

$$\lambda_{кр} = 2a. \tag{5-43}$$

По мере приближения к критической волне фазовая скорость волны в волноводе стремится к бесконечности; к бесконечности стремится при этом и длина волны в волноводе, измеряемая расстоянием между ближайшими точками с одинаковыми фазами поля. Однако при возрастании фазовой скорости не происходит увеличения скорости переноса сигнала (энергии) вдоль волновода. Наоборот, вследствие того, что энергия распространяется путем многократных отражений от стенок, скорость переноса энергии, называемая г р у п п о в о й, уменьшается. Очевидно, что она будет определяться скоростью перемещения фронта волны вдоль продольной оси волновода и будет равна проекции вектора скорости распространения волны, падающей на стенки, на направление продольной оси волновода (рис. 5-25):

$$v_{гр} = v \sin \alpha \approx c \sin \alpha. \tag{5-44}$$

Если сравнить это выражение с формулой для фазовой скорости, то легко видеть, что

$$v_{гр} = \frac{c^2}{v_ф} \tag{5-45}$$

или

$$v_{гр} v_ф = c^2, \tag{5-46}$$

т. е. произведение фазовой скорости на групповую есть величина постоянная, равная квадрату скорости света в вакууме, и если одна из них возрастает, то вторая убывает. При этом следует иметь в виду, что групповая скорость, являясь проекцией скорости электромагнитной волны в свободном пространстве, никогда не может быть больше c, в то время как фазовая скорость может превышать это значение.

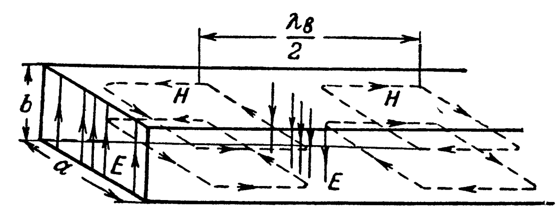


Рис. 5-27. Структура электрического и магнитного полей в прямоугольном волноводе.

Из выражений для групповой скорости и угла падения волны можно получить формулу для определения групповой скорости:

$$v_{гр} = c\sqrt{1 - \cos^2\alpha} = c\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \tag{5-47}$$

или

$$v_{гр} = c\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}. \tag{5-48}$$

В соответствии с этим фазовая скорость

$$v_ф = \frac{c^2}{v_{гр}} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \tag{5-49}$$

Умножив обе части этого равенства на период колебаний, получим выражение для определения длины волны в волноводе:

$$\lambda_в = v_ф T = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \tag{5-50}$$

Из формулы (5-43) видно, что при волне 10 *см* волновод должен иметь ширину более 5 *см*. При более длинных волнах он становится громоздким, тяжелым и весьма дорогим устройством. Поэтому при волнах длиннее 10 *см* волноводы обычно не применяются.

При практическом использовании волноводов важно знать структуру электрического и магнитного полей в нем. Главными токонесущими поверхностями в волноводе являются его широкие стенки, так как на них сосредоточены основные заряды, имеющие противоположные знаки. Поэтому, как и в обычной двухпроводной линии, электрические силовые линии имеют направление от одной широкой стенки волновода к другой. Через каждые полволны, если идти вдоль волновода, направление силовых линий меняется на противоположное (рис. 5-27). В поперечном сечении волновода напряженность электрического поля изменяется, как в короткозамкнутой линии: в середине она максимальна, а у короткозамкнутых концов — уменьшается до нуля.

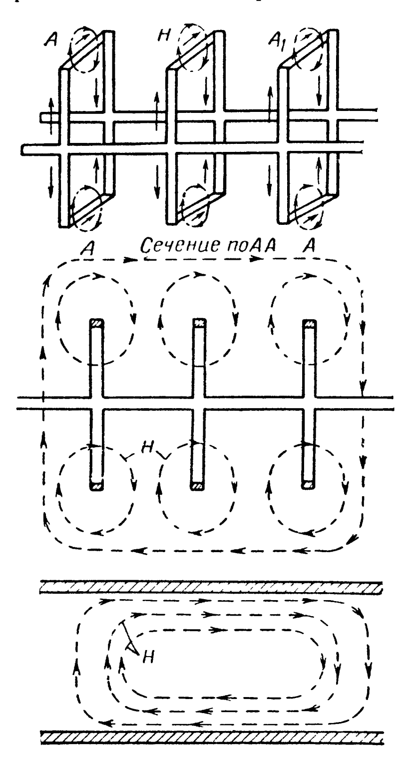


Рис. 5-28. Пояснение происхождения структуры магнитного поля в волноводе.

Распределение магнитного поля можно пояснить, исходя из рассмотренного выше представления об образовании волновода путем присоединения к линии четвертьволновых шлейфов. Каждый из проводов, образующих шлейф, окружен своим магнитным полем, направление которого определяется правилом буравчика. На рис. 5-28 изображено их магнитное поле в одном из сечений, параллельном узкой стенке волновода. Поля проводов соседних шлейфов имеют противоположное значение между ними и уничтожают друг друга; также уничтожаются поля проводов, принадлежащие одному шлейфу, в пространстве между ними. Поэтому результирующее поле может быть представлено линиями, окружающими шлейфы.

Когда шлейфы сливаются в сплошные стенки, в силу их экранирующего действия магнитные силовые линии не могут выйти за их пределы и образуют замкнутые петли внутри волновода. Вдоль волновода направление электрических и магнитных силовых линий изменяется на обратное через каждые полволны. Таким образом, магнитное поле в волноводе имеет составляющие как в направлении оси волновода, так и в перпендикулярном направлении, а электрическое поле имеет только поперечное направление. Поэтому волны с такой структурой поля называются поперечными электрическими и обозначаются символом TE. Часто, наоборот, называют волну по компоненте того поля, которое имеет соста-

вляющую вдоль оси волновода. В этом случае волну обозначают символом H.

При рассмотрении явления отражения электромагнитных волн от проводящей поверхности было установлено, что разность фаз падающей и отраженной волн непрерывно меняется по мере удаления от поверхности. Поэтому поверхности, где электрическое поле становится равным нулю, располагаются одна над другой на равных расстояниях. Если пропустить первую поверхность и установить стенку волновода у второй, третьей и т. д., то структура поля в волноводе усложнится. При этом говорят, что в волноводе распространяется волна высшего типа. Очевидно, что их может быть бесконечное множество.

Для того чтобы отличать один тип волны от другого, принято снабжать символ, характеризующий тип волны, двумя цифровыми индексами, показывающими, сколько стоячих полуволн укладывается вдоль сторон волновода. Первая цифра индекса показывает, сколько стоячих полуволн имеет поле вдоль узкой стороны поперечного сечения волновода, а вторая — вдоль широкой стороны. В таком обозначении волна с первоначально описанной структурой должна быть обозначена TE_{01} или H_{01}. Ее также называют основной магнитной волной. Волны высших порядков практически не используются в основном из-за того, что критические размеры волновода, при которых еще возможно их возбуждение, значительно больше, чем у волновода, возбуждаемого на основной волне.

Довольно редко можно встретиться со случаями применения круглых волноводов. Они чаще всего используются как отрезки вращающихся сочленений и как линии передачи энергии к круглым рупорным или щелевым антеннам.

5-8. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ В КАЧЕСТВЕ РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ТРАНСФОРМАТОРОВ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Длинные линии служат не только для передачи энергии от генератора к антенне и от антенны к приемнику; они находят широкое применение в качестве колебательных систем, согласующих устройств, фильтров и коммутирующих систем.

В качестве колебательных систем наиболее удобны четвертьволновые короткозамкнутые линии, так как они обладают минимальными размерами при резонансе токов. Они применяются в генераторах ультракоротких волн. Благодаря малым потерям такие линии обладают более высокой добротностью, чем контуры с сосредоточенными постоянными. На волнах дециметрового диапазона коаксиальные линии вытесняют двухпроводные, так как у последних расстояние между проводами становится соизмеримым с длиной волны, вследствие чего возникают весьма значительные потери на излучение.

Рассмотрим особенности применения длинных линий в качестве согласующих устройств. Передача энергии по линии без отражения возможна только при активном сопротивлении нагрузки, равном волновому сопротивлению линии. На практике входное сопротивление антенны часто отличается от волнового сопротивления линии. Поэтому непосредственного согласования с антенной достигнуть не удается и приходится использовать специальные согласующие устройства.

Простейшим согласующим устройством является так называемый резонансный трансформатор (рис. 5-29, *а*). К нагрузке подключается короткозамкнутая или разомкнутая линия (шлейф), длина которой близка в четверти волны. Основная питающая линия присоединяется к шлейфу.

Для получения согласования прежде всего необходимо настроить цепь нагрузка — согласующая линия. Если нагрузка представляет собой чисто активное сопротивление, то длина согласующей линии устанавливается вначале равной 0,25 λ. При нагрузке с реактивной составляющей длина согласующей линии берется несколько больше

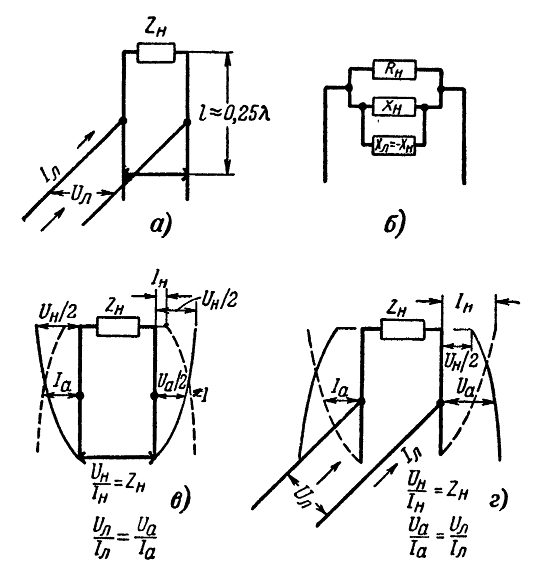


Рис. 5-29. Резонансные трансформаторы сопротивления.

или меньше 0,25 λ. В этом случае шлейф становится эквивалентен некоторой дополнительной реактивной нагрузке, сопротивление которой подбирается равным по величине и обратным по характеру реактивной составляющей сопротивления нагрузки. Если данное условие выполнено, то линия и нагрузка становятся эквивалентными параллельному резонансному контуру (рис. 5-29, *б*) и нагрузка (под которой теперь необходимо подразумевать нагрузочное сопротивление вместе с согласующей линией) представляет собой резонансную систему, входное сопротивление которой имеет чисто активный характер. После этого к нагрузке надо подключить основную линию так, чтобы входное сопротивление согласующей линии с нагрузкой было равно волновому сопротивлению питающей линии.

В согласующей линии устанавливается стоячая волна тока и напряжения с пучностью тока и узлом напряжения у короткозамкнутого конца. Поскольку длина линии близка к 0,25 λ, узел стоячей волны тока и пучность напряжения окажутся у нагрузки (рис. 5-29, *в*).

На этом конце линии согласно закону Ома отношение напряжения к току должно быть равно сопротивлению нагрузки. Если двигаться от нее к замкнутому концу, то это отношение будет уменьшаться до нуля на противоположном конце линии. В случае, когда сопротивление нагрузки больше волнового сопротивления питающей линии, на согласующей линии должна найтись точка, в которой отношение напряжения к току (входное сопротивление) точно равно волновому сопротивлению питающей линии. При соединении их в этой точке линия окажется согласованной с нагрузкой.

Согласующая линия практически лишена потерь, поэтому вся энергия, передаваемая без отражения по линии, поглощается в нагрузке. В тех случаях, когда сопротивление нагрузки меньше волнового сопротивления линии, нужно применять разомкнутый четвертьволновый шлейф (рис. 5-29, *г*). Так как по направлению к разомкнутому концу такого шлейфа сопротивление неограниченно растет, то такой шлейф трансформирует сопротивление нагрузки в сторону увеличения.

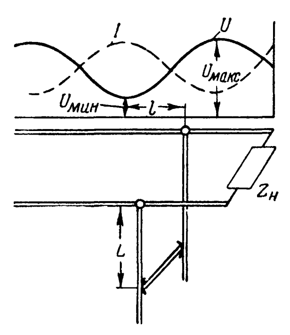


Рис. 5-30. Согласование линии с нагрузкой с помощью реактивного шлейфа.

Такие согласующие линии, трансформирующие сопротивление, часто называют **трансформаторами сопротивления** или **согласующими трансформаторами**. Резонансные трансформаторы работают хорошо при коэффициентах трансформации более четырех, так как при малых коэффициентах трансформации ввод фидера должен находиться вблизи от нагруженного конца трансформатора. Вследствие этого возникает сильное взаимное влияние фидера с нагрузкой и нахождение правильного положения ввода затрудняется. При меньших коэффициентах трансформации нужно добиваться согласования с помощью реактивного шлейфа.

В нагруженной линии, в которой установилась комбинированная волна, состоящая из бегущей и стоячей волн, входное сопротивление изменяется от точки к точке. В одной из точек активная составляющая этого сопротивления равна волновому сопротивлению линии. Для согласования нужно компенсировать в этой точке реактивную составляющую входного сопротивления. Поэтому к ней подключают короткозамкнутый или разомкнутый шлейф (рис. 5-30), реактивное сопротивление которого равно по величине и противоположно по знаку реактивной составляющей входного сопротивления линии. При этом в линии устанавливается чисто бегущая волна, и вся энергия от генератора передается без отражения к нагрузке.

В тех случаях, когда приходится работать с коаксиальными линиями, создание подвижного шлейфа технически сложно, и поэтому включают два реактивных шлейфа (рис. 5-31, *а*). Изменением длины ближайшего к нагрузке шлейфа добиваются того, чтобы активная составляющая входного сопротивления линии справа стала равной волновому сопротивлению питающей линии. При этом на входе останется некоторая реактивная составляющая. Для ее компенсации обычно на небольшом расстоянии от первого шлейфа устанавливают вто-

рой, длина которого может регулироваться. Таким образом, с помощью системы двух неподвижных шлейфов можно получить согласование. Аналогичные устройства используются в волноводах (рис. 5-31, *б*).

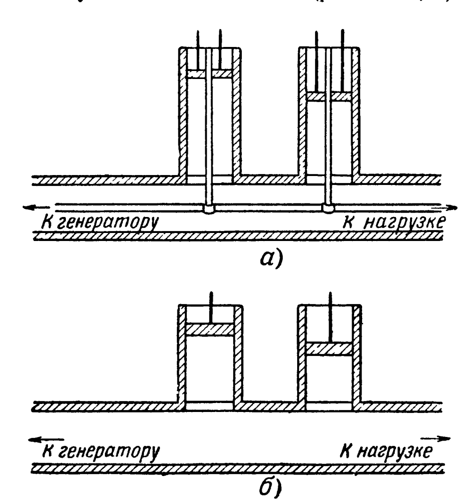


Рис. 5-31. Согласующие трансформаторы из двух шлейфов.

Для согласования линии с чисто активной нагрузкой (небольшое реактивное сопротивление может быть компенсировано так же, как это производилось при работе с первым типом трансформатора) применяют так называемые **четвертьволновые трансформаторы** (рис. 5-32, *а*). В § 5-6 было найдено, что у четвертьволновой линии, нагруженной на активное сопротивление $R_н$, входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{Z_{0Тр}^2}{R_н},$$

где $Z_{0\ Тр}$ — волновое сопротивление трансформатора.

Подбирая волновое сопротивление линии трансформатора, можно сделать его входное сопротивление равным волновому сопротивлению питающей линии. При этом волновое сопротивление линии трансформатора

$$z_{0Тр} = \sqrt{R_н Z_{0л}}, \qquad (5\text{-}51)$$

где $Z_{0\ л}$ — волновое сопротивление согласуемой линии.

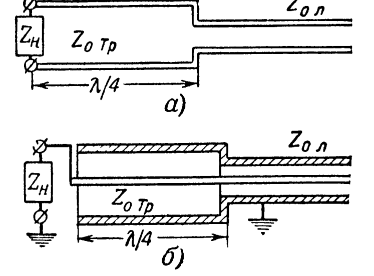


Рис. 5-32. Четвертьволновые трансформаторы.

В тех случаях, когда сопротивление нагрузки непосредственно узнать нельзя, нагрузку подключают к питающей линии и измеряют коэффициент бегущей волны

$$k = \frac{R_н}{Z_{0л}}.$$

Отсюда сопротивление нагрузки

$$R_н = kZ_{0л}. \qquad (5\text{-}52)$$

Подставив это равенство в формулу (5-51), получим выражение для определения волнового сопротивления трансформатора:

$$Z_{0Тр} = Z_{0л}\sqrt{k}. \qquad (5\text{-}53)$$

Чтобы иметь возможность перестраивать трансформатор на различные волны, его часто выполняют в виде раздвижных трубок.

Четвертьволновые трансформаторы могут применяться в коаксиальных линиях, но их конструктивное выполнение оказывается более сложным (рис. 5-32, *б*). Кроме того, практически оказывается трудным получить идеальное согласование вследствие наличия некоторых отражений от неоднородности, которую представляет собой сочленение с трансформатором.

Для контроля за согласованием, расчета согласующих устройств и определения входных сопротивлений нагрузки и линии необходимо определять распределение стоячих волн в линии и измерять коэффициент бегущей волны. Это производится с помощью подвижных индикаторов поля, слабо связываемых с линией.

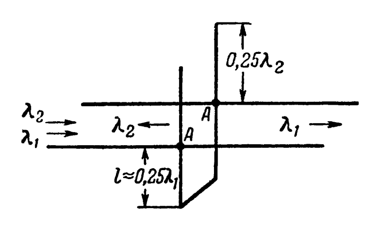


Рис. 5-33. Фильтрующее устройство из двух шлейфов.

В коротковолновых радиостанциях длинные линии находят применение также в качестве фильтров. К фильтрующему устройству обычно предъявляется требование пропускать волны, имеющие длину λ_1, и не пропускать волны с длиной λ_2. Задача эта может решаться, например, с помощью двух шлейфов, подключаемых к основной линии, как это показано на рис. 5-33. Разомкнутый шлейф длиной 0,25 λ_2 представляет для волны λ_2, идущей слева направо, короткое замыкание. Поэтому она полностью отражается от точек *АА* и идет обратно. Если λ_1 больше λ_2, то для волны λ_1 первый шлейф имеет емкостное сопротивление. Подключив параллельно короткозамкнутый индуктивный шлейф и подобрав его сопротивление равным сопротивлению первого шлейфа, получим параллельный резонансный контур, который для волны λ_1 представляет бесконечно большое сопротивление. Поэтому его шунтирующее действие на распространение волны λ_1 можно не учитывать и считать, что вся энергия проходит через фильтр к нагрузке.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

АНТЕННЫ

6-1. ИЗЛУЧАЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Статические электрические заряды создают в окружающем пространстве статическое электрическое поле, а постоянный электрический ток — постоянное магнитное поле. Распространяющееся в пространстве переменное электромагнитное поле образуется переменным электрическим током, который проще всего можно создать путем подключения пары проводов к зажимам генератора переменной э. д. с.

Интенсивность поля излучения может быть различной в зависимости от формы, которую придают проводам. Так, при создании фидерных линий, по которым энергия передается от генератора к нагрузке, стремятся всемерно уменьшить излучение, для чего провода линии располагают параллельно и близко друг к другу. При этом

поля двух одинаковых по величине, но противоположно направленных токов, т. е. токов, имеющих противоположные фазы, взаимно компенсируются и излучения энергии в окружающее пространство практически не происходит. Наиболее полно излучение устраняется при использовании коаксиального кабеля, в котором поле заключено между внутренним проводом и внутренней поверхностью внешнего провода.

При создании антенных устройств ставится противоположная задача: получение возможно большего излучения. Для этого можно использовать те же длинные линии, устранив одну из причин, лишающих фидер излучающих свойств, что может быть достигнуто различными путями. Можно, например, раздвинуть провода линии на некоторый угол, в результате чего их поля не будут компенсировать друг друга. На этом основана работа V-образных и ромбических антенн, излучающие провода которых располагаются под острыми углами один к другому (рис. 6-1, *а* и *б*), уголковой антенны Пистолькорса, у которой угол между проводами равен 90° (рис. 6-1, *в*), и симметричного вибратора (диполя), получающегося при разведении проводов на 180° (рис. 6-1, *г*). На рис. 6-1 стрелками указано направление токов в проводах.

Компенсирующее действие одного из проводов фидера можно уменьшить, укоротив или вовсе исключив его из системы. Укорочение одного из проводов впервые было применено в так называемых «антеннах с верхним светом», предложенных М. А. Бонч-Бруевичем (рис. 6-1, *д*). Полное уничтожение второго провода приводит к получению так называемого несимметричного вибратора (рис. 6-1, *е*). Все антенны, использующие этот принцип работы, относятся к классу несимметричных антенн. К ним также принадлежат Г-образные антенны (рис. 6-1, *ж*), Т-образные антенны (рис. 6-1, *з*), наклонные антенны (рис. 6-1, *и*), горизонтальная антенна с отводом (рис. 6-1, *к*) и ряд других. Обычно при питании этих антенн второй зажим генератора заземляется (земля играет роль второго провода).

Фидер излучает, если соседние участки его двух проводов обтекаются токами, совпадающими по фазе, поля которых усиливают друг друга. Для этого достаточно, например, согнуть участок одного из проводов длиной в полволны в неизлучающий шлейф (рис. 6-1, *л*). Широкое распространение получили так называемые синфазные антенны, основанные на этом принципе (рис. 6-1, *м*), а также шлейф-вибраторы (рис. 6-1, *н*).

Фидер излучает, если расстояние между проводами соизмеримо с длиной волны. В этом случае волны, излученные обоими проводами по некоторым направлениям, приобретают значительную разность хода и полностью не уничтожаются. Более того, можно так подобрать расстояние между проводами, что по некоторым направлениям произойдет сложение волн от обоих проводов. Это широко используется в многочисленных так называемых противофазных антеннах. Работу таких антенн нетрудно понять из трех примеров, приведенных на рис. 6-1. В антенне (рис. 6-1, *о*) противофазность токов в проводах *1* и *2* обеспечивается подключением их к фидеру на расстоянии в полволны. Антенна, изображенная на рис. 6-1, *п*, представляет собой как бы фидер, расширенный на конце. В антенне на рис. 6-1, *р* противофазность токов обеспечивается перекрещиванием питающих проводов.

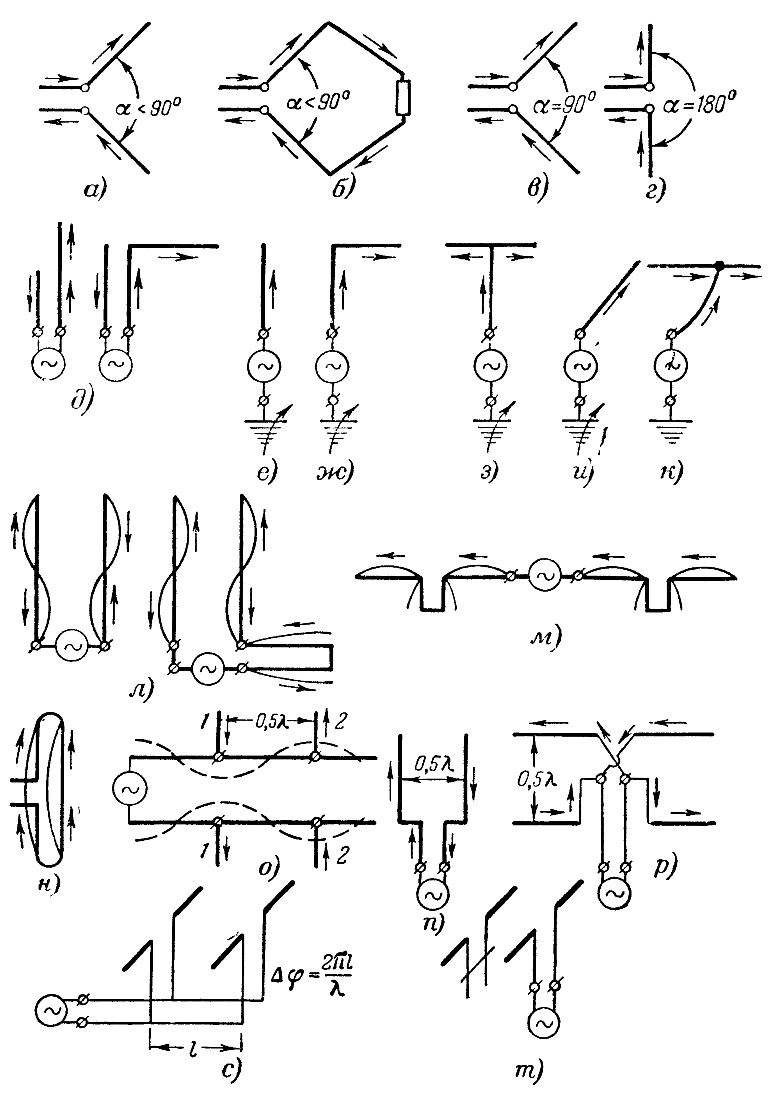


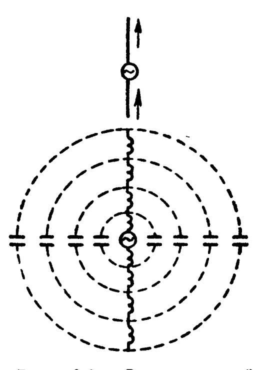
Рис. 6-1. Основные типы излучающих устройств.

Можно усилить излучение, изменив фазы токов в параллельных проводах и расстояние между ними. Нужный сдвиг фаз токов в нескольких симметричных вибраторах может быть, например, установлен в системе, изображенной на рис. 6-1, *с*, подбором расстояния между точками подключения этих вибраторов к питающему фидеру или настройкой вибратора с помощью шлейфа, ток в котором наводится другим вибратором (рис. 6-1, *т*).

Часто встречаются антенны, в которых используются одновременно несколько указанных выше принципов.

6-2. СИММЕТРИЧНЫЕ ВИБРАТОРЫ (ДИПОЛИ)

Симметричный вибратор можно представить как длинную линию, разомкнутую на конце, провода которой развернуты на 180° (рис. 6-2). Благодаря этому направления токов в симметричных точках обеих половин вибратора оказываются одинаковыми. Для того чтобы получить максимальный ток в проводах вибратора, а следовательно, и максимальное излучение, используют резонанс, т. е. устанавливают частоту тока в вибраторе равной частоте его собственных колебаний.


Рис. 6-2. Симметричный вибратор и его эквивалентная схема.

Рассмотрим процесс свободных электрических колебаний в симметричном вибраторе. Присоединим его половины к зажимам источника постоянной э. д. с. (рис. 6-3, *а*). После того как распределенные емкости проводов вибратора зарядятся и между его половинами возникнет разность потенциалов, отключим источник питания и замкнем половины вибратора короткой перемычкой (рис. 6-3, *б*). При этом распределенные емкости начнут разряжаться через перемычку. Очевидно, что через отрезки провода вибратора, расположенные у середины, протекает наибольший электрический заряд, и поэтому разрядный ток в них имеет максимальное значение, к концам же провода ток уменьшается до нуля. Ток в проводе нарастает постепенно, поскольку в распределенной индуктивности возникает э. д. с. само-

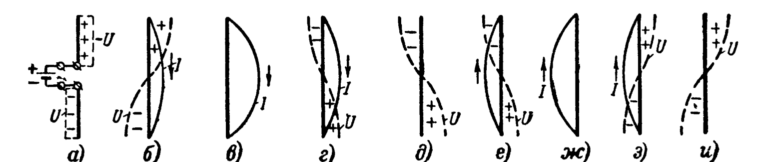


Рис. 6-3. Свободные колебания в симметричном вибраторе.

индукции. Разность потенциалов между точками, равноудаленными от середины вибратора, тем больше, чем дальше эти точки от середины, так как тем большая часть распределенной индуктивности провода участвует в ее создании (рис. 6-3, *б*). Знак потенциала относительно

средней точки по обе стороны от нее различен, так как в одной половине вибратора ток течет к ней, а в другой — от нее.

По мере разряда распределенных емкостей ток в проводе нарастает и достигает максимума, когда они полностью разрядятся. При этом вся энергия электрического поля, запасенная емкостями, переходит в энергию магнитного поля распределенных индуктивностей (рис. 6-3, *в*). Если вначале индуктивность провода вибратора препятствовала нарастанию тока, то теперь она препятствует его уменьшению. Поэтому ток уменьшается постепенно, сохраняя прежнее направление (рис. 6-3, *г*). За счет этого происходит перезаряд распределенных емкостей, и когда ток спадает до нуля, емкости оказываются перезаряженными (рис. 6-3, *д*). После этого процесс протекает в обратном направлении (рис. 6-3, *е*, *ж*, *з*, *и*).

Таким образом, в вибраторе возникают свободные электрические колебания. При этом в нем устанавливаются стоячие волны тока и напряжения и вдоль его длины укладывается половина стоячей волны тока и напряжения. Следовательно, длина волны λ_0 собственных колебаний симметричного вибратора вдвое больше его длины l, т. е.

$$\lambda_0 = 2\,l. \qquad (6\text{-}1)$$

Поэтому симметричный вибратор называют также **полуволновым диполем**, чем подчеркивается, что он вдвое короче длины волны собственных колебаний.

При превращении линии в излучающую систему — антенну необратимые потери энергии возрастают. К тепловым потерям $P_{п}$ добавляются потери на излучение P_{Σ}. Таким образом, мощность, потребляемая антенной,

$$P_{A} = P_{п} + P_{\Sigma}. \qquad (6\text{-}2)$$

Увеличение необратимых потерь в системе можно рассматривать как увеличение ее активного сопротивления, т. е. можно считать, что полное активное сопротивление антенны

$$R_{A} = R_{п} + R_{\Sigma}, \qquad (6\text{-}3)$$

где $R_{п}$ — сопротивление тепловых потерь;

R_{Σ} — так называемое **сопротивление излучения**.

В системах с распределенными постоянными, в которых ток и напряжение меняются от точки к точке, целесообразно определять активное сопротивление, исходя из энергетических соображений, и использовать для этого закон Джоуля — Ленца, связывающий мощность с током и сопротивлением:

$$P = \frac{1}{2} I_m^2 R.$$

Будем считать, что активное сопротивление антенны равно такому сосредоточенному сопротивлению, в котором при протекании тока, равного максимальному току в антенне, выделяется та же мощность, что и в антенне. Тогда

$$R_{A} = \frac{2P_{A}}{I_{mA}^2} = \frac{2P_{п}}{I_{mA}^2} + \frac{2P_{\Sigma}}{I_{mA}^2}, \qquad (6\text{-}4)$$

где I_{mA} — амплитуда тока в пучности стоячей волны в антенне.

На основании выражения (6-3) можно написать:

$$\left.\begin{aligned} R_{п} &= \frac{2P_{п}}{I_{mA}^{2}}; \\ R_{\Sigma} &= \frac{2P_{\Sigma}}{I_{mA}^{2}}. \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}5)$$

Поскольку антенна служит преобразователем энергии, то важнейшей ее характеристикой является к. п. д., равный отношению мощности излучения к подводимой мощности:

$$\eta_{A} = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma} + P_{п}}. \qquad (6\text{-}6)$$

На основании выражений (6-6) и (6-5) можно записать:

$$\eta_{A} = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{п}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{п}}{R_{\Sigma}}}. \qquad (6\text{-}7)$$

Отсюда следует, что к. п. д. антенны тем больше, чем больше сопротивление излучения по сравнению с сопротивлением тепловых потерь. Однако абсолютное значение сопротивления излучения имеет также существенное значение. Как и во всякой колебательной системе, ток и напряжение при резонансе, а также резонансные свойства антенны существенно зависят от активного сопротивления. Чем оно больше, тем при заданной мощности генератора меньше амплитуда тока в антенне при резонансе. Но чем меньше ток, тем меньше и напряжение в антенне. Последнее выгодно, потому что при заданной мощности излучения это позволяет снизить требования к изоляции антенны.

Чем бо́льше сопротивление излучения, тем шире полоса пропускания антенны и менее резко изменяется ее входное сопротивление при изменении рабочей частоты передатчика. Это облегчает согласование антенны с фидером и генератором на всех частотах, на которых должна работать антенна.

Излучающие свойства антенны, а следовательно, и сопротивление излучения зависят от характера распределения тока в излучающем проводе. В случае вынужденных колебаний в антенне их частота определяется частотой э. д. с., подводимой к антенне. Распределение тока и напряжения вдоль антенного провода может быть самым различным. Оно определяется тем, что возбуждаемые в антенне волны тока и напряжения отражаются от открытого конца антенного провода и образуют стоячие волны аналогично тому, как это происходит в разомкнутой длинной линии. Для того чтобы найти характер распределения тока и напряжения в режиме вынужденных колебаний, нужно по частоте генератора и скорости распространения электромагнитных волн вдоль проводов, используя формулу (5-1), определить длину возбуждаемой волны. Затем на изображении антенны, выполненном в соответствующем масштабе, построить график стоячих волн, начиная с разомкнутого конца, где будут находиться узел тока и пучность напряжения (рис. 6-4).

С изменением длины вибратора от нуля до $l = \lambda$ сопротивление излучения непрерывно возрастает (рис. 6-5). При длине вибратора $l > \lambda$ когда в каждой его половине укладываются одна целая полуволна и часть следующей, в антенном проводе около его середины появляются участки, в которых направление токов противоположно направлению токов в крайних участках. Излучение этих участков частично ослабляет излучение крайних участков, и сопротивление излучения несколько уменьшается. Однако с ростом длины вибратора оно снова возрастает и достигает нового максимума при $l = 2\lambda$, когда, казалось бы, излучение противофазных участков должно было уничтожить друг друга. Объясним это явление.

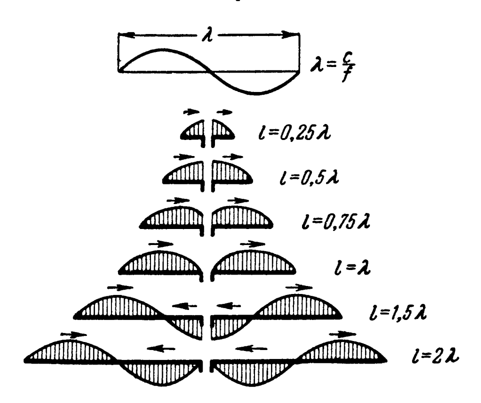


Рис. 6-4. Распределение тока в симметричных вибраторах различной длины.

Из рис. 6-6 видно, что в достаточно удаленные точки, лежащие на перпендикуляре к оси вибратора (рис. 6-6, *а*), приходят волны с противоположными фазами от участков вибратора с противоположно направленными токами и взаимно уничтожаются. Однако в точки, расположенные на прямых, идущих под меньшими углами к оси вибратора (рис. 6-6, *б*), эти волны приходят, имея значительную разность хода Δ; поэтому разность их фаз может приближаться к 0 или 360° и в этих направлениях может происходить усиление излучения. Этим объясняется увеличение сопротивления излучения при $l = 2\lambda$. При дальнейшем увеличении длины антенны происходят аналогичные изменения: чередования убывания и возрастания сопротивления излучения, причем его величина в последующих максимумах и минимумах постепенно возрастает.

Из сказанного ясно, что сопротивление излучения зависит не от абсолютных размеров вибратора, а определяется отношением их к длине волны. Так, например, все полуволновые диполи обладают сопротивлением излучения $R_\Sigma = 73,1$ *ом* независимо от того, равна ли их длина сотням метров или нескольким сантиметрам; все вибраторы длиной в целую волну имеют сопротивление излучения $R_\Sigma = 200$ *ом* и т. д.

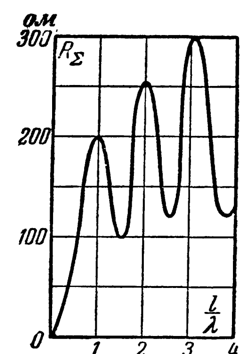


Рис. 6-5. Зависимость сопротивления излучения от электрической длины симметричного вибратора.

Вследствие потерь на излучение и тепловых потерь в антенне, помимо стоячей, есть еще бегущая волна. Однако во всех антеннах

(кроме антенн бегущей волны) амплитуда бегущей волны по сравнению с амплитудой стоячей невелика, и поэтому при расчете реактивной составляющей входного сопротивления антенны ее можно не учитывать.

Распределение стоячих волн тока и напряжения в антенне в первом приближении будет таким же, как в разомкнутой линии, т. е.

$$I_l = I_{m\text{A}} \sin \frac{2\pi l}{\lambda} \quad \text{и}$$

$$U_l = U_{m\text{A}} \cos \frac{2\pi l}{\lambda},$$

где $I_{m\text{A}}$ — ток в пучности и $U_{m\text{A}}$ — напряжение в пучности стоячих волн в проводе антенны, а l — расстояние, отсчитываемое от

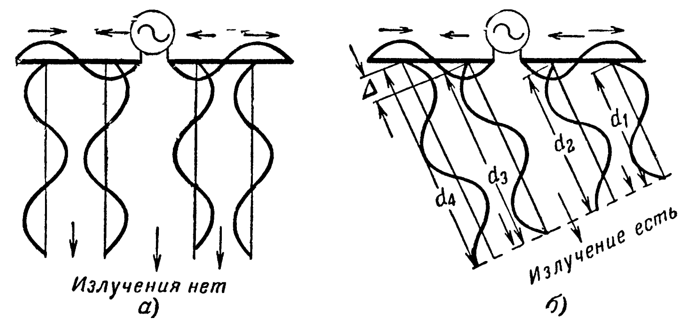


Рис. 6-6. Сложение волн, излучаемых симметричным вибратором по различным направлениям (d — длина хода волны; Δ — разность хода).

разомкнутого конца. Поэтому реактивную составляющую входного сопротивления антенны можно подсчитать по формуле

$$x_{\text{вхA}} = -\frac{U_{m\text{A}}}{I_{m\text{A}}} \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda} = -Z_{0\text{A}} \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda}. \tag{6-8}$$

По аналогии с длинными линиями принимаем, что отношение амплитуд напряжения к току равно волновому сопротивлению антенного провода. Вычисляя волновое сопротивление антенны как входное сопротивление бесконечного провода без потерь, В. Н. Кессених получил формулу для его расчета:

$$Z_{0\text{A}} = 120\left(\ln \frac{\lambda}{2\pi d} - 0{,}57\right), \tag{6-9}$$

где d — диаметр провода.

Для проводов, обычно используемых в антеннах, расчеты по этой формуле хорошо согласуются с опытными данными, и величина волнового сопротивления получается близкой к 1 000 *ом*.

Таким образом, реактивную составляющую входного сопротивления симметричных антенн можно рассчитывать по формуле

$$X_{\text{вхА}} \approx -1\,000 \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda}. \qquad (6\text{-}10)$$

Эта формула дает необходимую точность для большинства практических расчетов, что также видно из сравнения экспериментально снятой зависимости входного сопротивления антенны от величины отношения l/λ (сплошная кривая на рис. 6-7) с кривой (штриховой на рис. 6-7), рассчитанной по формуле (6-10). Общий характер изменения реактивного сопротивления в обоих случаях совпадает, за исключением узких областей значений l/λ, близких к значениям, соответствующим целым числам.

При расчете антенны очень важно знать величину ее входного сопротивления при резонансе В этом случае входное сопротивление антенны имеет чисто активный характер. Мощность, потребляемая в антенне,

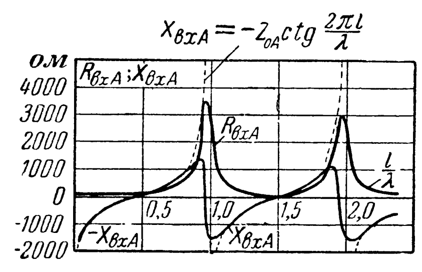


Рис. 6-7. Зависимость входного сопротивления антенны от ее электрической длины.

$$P_{\text{А}} = \frac{1}{2} I^2_{\text{вхА}} R_{\text{вхА}}, \qquad (6\text{-}11)$$

откуда

$$R_{\text{вхА}} = \frac{2P_{\text{А}}}{I^2_{\text{вхА}}}. \qquad (6\text{-}12)$$

При резонансе, когда длина диполя равна $0{,}5\lambda$, $1{,}5\lambda$, $2{,}5\lambda$ и т. д., антенна питается в пучности тока. Следовательно, $I_{\text{вхА}} = I_{m\text{А}}$ и согласно выражению (6-3)

$$R_{\text{вхА}} = R_{\Sigma} + R_{\text{п}}. \qquad (6\text{-}13)$$

Это сопротивление представляет собой относительно малую величину (порядка единиц или десятков ом).

Характер изменения входного сопротивления при изменении отношения l/λ вблизи значений 0,5; 1,5; 2,5 и т. д. (рис. 6-7) соответствует его поведению вблизи резонанса в последовательном контуре. Поэтому часто говорят, что при данной величине отношения l/λ в антенне имеет место резонанс напряжений.

Когда длина диполя равна λ, 2λ, 3λ и т. д., питание антенны производится в пучности напряжения и мощность, потребляемая в антенне,

$$P_{\text{А}} = \frac{1}{2} I^2_{m\text{А}} R_{\text{А}} = \frac{1}{2} \frac{U^2_{\text{вхА}}}{R_{\text{вхА}}} = \frac{1}{2} \frac{U^2_{m\text{А}}}{R_{\text{вхА}}},$$

откуда

$$R_{\text{вхА}} = \left(\frac{U_{m\text{А}}}{I_{m\text{А}}}\right)^2 \frac{1}{R_{\text{А}}}.$$

Так как отношение амплитуды напряжения к амплитуде тока равно волновому сопротивлению, то

$$R_{\text{вх A}} = \frac{Z_{0\,\text{A}}^2}{R_{\text{A}}}. \qquad (6\text{-}14)$$

Поскольку $Z_{0\text{A}} \approx 1\,000$ *ом*, а R_{A} имеет порядок единиц или десятков ом, то $R_{\text{вхA}}$ составляет тысячи и даже десятки тысяч ом. Рисунок 6-7 показывает, что входное сопротивление при изменении отношения l/λ вблизи значений, соответствующих целым числам, изменяется аналогично сопротивлению параллельного контура вблизи резонанса. Поэтому часто говорят, что при такой величине отношения l/λ имеет место резонанс токов.

Условия питания антенны в пучности тока и пучности напряжения резко различаются. В первом случае антенна представляет собой активную нагрузку с небольшим сопротивлением и потребляет сравнительно большой ток, амплитуда же напряжения на входе незначительна. Во втором случае антенна имеет очень большое входное сопротивление и потребляет очень небольшой ток, амплитуда же напряжения на входе относительно высока. Поэтому часто говорят, что в первом случае антенна питается током, а во втором — напряжением.

Сравнение графика, приведенного на рис. 6-7, с аналогичными зависимостями, снятыми для реальной линии (рис. 5-19), показывает полную родственность явлений в длинной линии и антенне. Однако следует отметить и ряд следующих особенностей: 1) резонансные кривые антенн значительно менее острые, чем у длинных линий; 2) величина активной составляющей входного сопротивления антенны при резонансе напряжений много больше, чем у реальной линии, а при резонансе токов — много меньше; 3) с увеличением длины антенны максимумы резонансной кривой сильно убывают и становятся более расплывчатыми; 4) точная резонансная длина антенны на несколько процентов меньше целого числа полуволн. Эти особенности объясняются тем, что потери в антенне вследствие излучения много больше, чем в обычной неизлучающей линии.

Резонансные свойства антенны существенно зависят от диаметра вибратора. С увеличением диаметра уменьшается волновое сопротивление, благодаря чему изменяется и величина входного сопротивления, увеличивается полоса пропускания и возрастает укорочение. Для обычных однопроводных антенн укорочение составляет около 5% от длины антенны. Поэтому резонансную длину полуволнового вибратора можно рассчитать по формуле

$$l \approx 0{,}95\,\frac{\lambda}{2} = \frac{143}{f}, \qquad (6\text{-}15)$$

где l — в метрах, а f — в мегагерцах.

Точная резонансная длина вибраторов, кроме того, зависит от числа и места установки изоляторов, от изолирующего покрытия провода антенны и от наличия расположенных вблизи предметов (оттяжек, мачт, железобетонных строений и т. п.), вносящих дополнительные активное и реактивное сопротивление в антенну. Поэтому окончательная настройка антенны производится уже после ее установки.

Если передатчик работает в широком диапазоне частот, то приходится иметь дело с расстроенной антенной. Для получения резонанса с помощью органов настройки компенсируют реактивную составляющую входного сопротивления антенны. При этом активную составляющую можно подсчитать, исходя из следующих соображений. Мощность, потребляемая в антенне,

$$P_A = \frac{1}{2} I^2_{вхA} R_{вх}, \qquad (6\text{-}16)$$

где амплитуда тока на входе антенны определяется из уравнения стоячей волны тока:

$$I_{вхA} = I_{mA} \sin \frac{2\pi l}{\lambda}.$$

Следовательно,

$$R_{вх} = \frac{2P_A}{I^2_{mA} \sin^2 \frac{2\pi l}{\lambda}}.$$

Сравнивая это выражение с формулой для вычисления сопротивления антенны (6-4), найдем, что

$$R_{вх} = \frac{R_A}{\sin^2 \frac{2\pi l}{\lambda}}, \qquad (6\text{-}17)$$

Формула (6-17) справедлива для антенн любой длины, за исключением случаев резонанса токов, когда точки питания попадают в узел тока; в этом случае нужно пользоваться формулой (6-14).

Рис. 6-8. Определение действующей высоты антенны.

а — распределение тока в реальной антенне; *б* — эквивалентная антенна с той же площадью тока и равномерным его распределением.

При одной и той же величине тока в пучности антенны различной формы и размеров создают разную напряженность поля излучения. Для того чтобы легче можно было сравнивать между собой различные антенны, вводят еще один параметр: действующую длину антенны. Как уже говорилось ранее, мощность излучения отрезка провода антенны пропорциональна квадрату тока в этом отрезке. Следовательно, напряженность поля пропорциональна току в первой степени. Подсчитать напряженность результирующего поля антенны можно графически, построив в определенном масштабе график распределения тока в антенном проводе (рис. 6-8, *а*). Разбив полученный график на небольшие участки (в пределах которых величину тока можно считать неизменной), умножаем их длину на величину тока и, просуммировав, определяем площадь S_{T1} участка, ограниченного кривой тока и проводом антенны. Сокращенно эту площадь называют площадью тока антенны.

Антенны с одинаковой площадью тока создают поле одинаковой напряженности. Поэтому удобно характеризовать излучение антенны, заменяя ее некоторой прямолинейной воображаемой антенной, имеющей ту же площадь тока, но в которой ток одинаков по всей ее длине и равен току в пучности стоячей волны тока реальной антенны (рис. 6-8, *б*). Длину такой воображаемой антенны называют **действующей** (или эффективной) **длиной** реальной антенны. Это понятие было введено еще в то время, когда использовались главным образом вертикальные антенны. Поэтому данный параметр часто называют **действующей высотой**, а не длиной антенны.

Чем равномернее распределение тока по антенному проводу, тем ближе действующая высота антенны к геометрической и тем лучше используется излучающий провод. Действующая высота полуволнового вибратора

$$h_д = 0{,}64\ h_г,$$

где $h_г$ — геометрическая длина вибратора.

Введение этого понятия позволяет получить общую для всех типов антенн зависимость напряженности электрического поля, создаваемого в некоторой точке пространства, от величины тока, действующей высоты и расстояния до данной точки. Напряженность поля, создаваемая антенной, пропорциональна площади тока, т. е. произведению величины тока в пучности на действующую высоту. С увеличением расстояния от антенны напряженность поля убывает обратно пропорционально расстоянию r:

$$E = A\frac{I_{mА} h_д}{r}, \tag{6-18}$$

где A — коэффициент пропорциональности, зависящий от условий распространения электромагнитных волн, направления по отношению к антенне, для которого подсчитывается напряженность поля, и от выбранной системы единиц.

Электрическое поле графически можно охарактеризовать векторами, величина и направление которых изображают величину и направление электрических сил, действующих в различных точках пространства. Протекание переменного тока по проводу прямолинейной антенны создает в окружающем пространстве электрическое поле, векторы которого параллельны проводу антенны (рис. 6-9). Это означает, что электрический заряд, помещенный в это поле, под его действием движется параллельно проводу антенны. Такое поле принято называть поляризованным полем или полем **поляризованных волн**. Вопрос о поляризации имеет в радиотехнике весьма существенное значение. Так, например, если в поле вертикально поляризованных волн поместить горизонтальную приемную антенну, то никаких токов в ней наводиться не будет (рис. 6-9, *а*). Чем ближе направление оси приемной антенны к направлению поляризации, тем больший ток наводится в ней.

Напряженность поля, излучаемого линейным симметричным вибратором, в данной точке пространства определяется двумя факторами: поляризацией излучения вибратора и сложением волн, излученных его различными участками. Рассмотрим влияние этих факторов на примере симметричного полуволнового диполя.

Электрическое поле волн, излучаемых в направлении A (рис. 6-10, *а*) обладает максимальной интенсивностью, поскольку оно совпадает с направлением поля источника, возбуждающего колебания в вибраторе. Кроме того, синфазные токи, текущие в обеих поло-

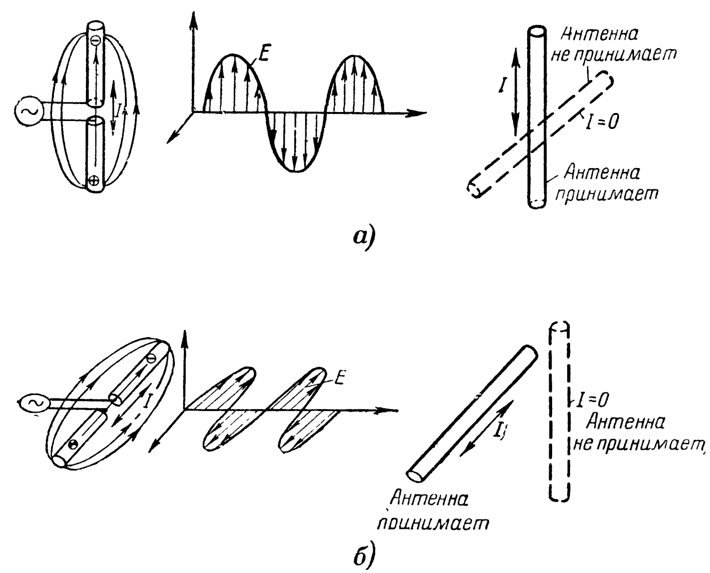


Рис. 6-9. Поляризованное поле линейного излучателя.
а — вертикальная поляризация; *б* — горизонтальная поляризация.

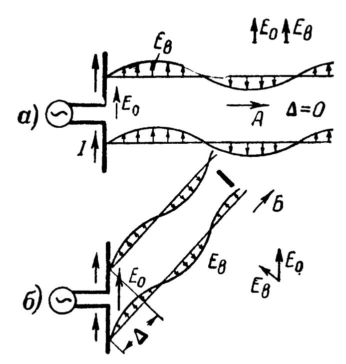


Рис. 6-10. Излучение диполя по различным направлениям.

винах диполя, создают синфазные волны, которые усиливают друг друга. Поэтому излучение в направлении A максимально и приблизительно равно арифметической сумме волн, излученных отдельными участками вибратора в этом направлении. Электрические волны, излучаемые в направлении $Б$ (рис. 6-10, *б*), значительно слабее, поскольку электрическое поле волны $E_в$ создается только составляющей поля вибратора E_0, перпендикулярной направлению распространения $Б$. По этой же причине вибратор ничего не излучает в направлении своей оси, так как составляющая поля, перпендикулярная направлению оси вибратора, равна нулю. С другой стороны, волны, излученные синфазными токами различных участков вибратора, приобретают значительную

разность хода Δ при распространении в направлении *Б*. Поэтому в зависимости от того, насколько направление *Б* отличается от направления *А*, они будут либо усиливать, либо ослаблять друг друга.

Для того чтобы характеризовать излучение антенн по различным направлениям, строят диаграммы направленности (их называют также характеристиками излучения). Они представляют собой графики, характеризующие в относительных единицах интенсивность излучения антенны по различным направлениям, лежащим в той или иной плоскости. Обычно приводятся диаграммы для двух плоскостей: горизонтальной и вертикальной. Чаще всего они строятся в полярной системе координат. При этом расстояние от центра до кривой характеризует в некотором масштабе интенсивность излучения по данному направлению.

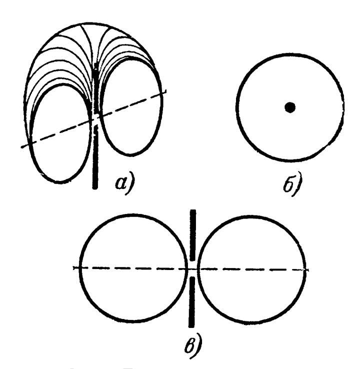


Рис. 6-11. Диаграммы направленности полуволнового вибратора

а — пространственное изображение; *б* — в горизонтальной плоскости; *в* — в вертикальной плоскости.

Диаграмма излучения полуволнового вибратора (рис. 6-11) имеет максимум в направлении, перпендикулярном оси вибратора. С уменьшением угла интенсивность излучения падает и в направлении оси вибратора становится равной нулю. В плоскости, перпендикулярной оси диполя, вследствие симметрии антенны излучение по всем направлениям одинаково, и диаграмма направленности имеет вид окружности.

Диаграммы направленности дают достаточно полное представление об интенсивности излучения полуволновой антенны по различным направлениям в пространстве.

Направленность излучения антенных устройств обычно желательна. За редким исключением абсолютно ненаправленное излучение не только ненужно, но и невыгодно, так как всегда существуют направления, по которым излучать энергию не имеет смысла, и, наоборот, есть направления, по которым желательно создавать максимально интенсивное излучение. Часто конструируют специальные антенные системы, обладающие резко выраженными направленными свойствами. Обычно диаграмму направленности характеризуют шириной, оценивая ее углом между двумя направлениями, по которым мощность излучения уменьшается в 2 раза по сравнению с мощностью излучения по главному направлению.

Предположим, что приемник принимает сигналы от передатчика, работающего с абсолютно ненаправленной антенной, излучающей энергию равномерно по всем направлениям. Если затем заменить эту антенну направленной антенной и направить максимум излучения в сторону приемника, то при той же мощности излучения громкость приема возрастет. Таким образом, замена ненаправленной антенны на направленную эквивалентна увеличению мощности передатчика. Число, которое показывает, во сколько раз можно уменьшить мощность передатчика при переходе с ненаправленной антенны к направленной, сохраняя неизменной силу сигнала в направлении главного

излучения, принято называть **коэффициентом направленного действия** антенны. Например, полуволновый диполь обладает коэффициентом направленного действия, равным 1,64.

Поскольку абсолютно ненаправленных антенн не существует, то более реальную оценку выигрыша можно получить сравнением направленности различных антенн с некоторой наиболее часто употребляемой слабо направленной антенной. Такой эталонной антенной обычно считают полуволновый симметричный диполь. В дальнейшем мы и будем определять коэффициент направленного действия антенн по отношению к его излучению в направлении максимального излучения. Произведение коэффициента направленного действия на к. п. д. антенны принято называть **усилением** и выражать в децибелах.

Выше говорилось главным образом о передающих антеннах, излучающих электромагнитные волны, но сделанные выводы относятся также и к приемным антеннам. Так, например, если при передаче антенна дает максимальное излучение электромагнитных волн в некотором направлении, то при работе этой же антенны в качестве приемной приходящие с этого направления волны будут наводить наибольшие токи в антенне; волны, приходящие с тех направлений, куда антенна при передаче не излучает, воздействия на антенну при приеме не оказывают.

Иными словами, направленные свойства антенны при переходе с передачи на прием не изменяются. Поэтому при приеме станций с заданного направления всегда выгодно использовать направленную приемную антенну, не принимающую передачу мешающих станций с других направлений. Она будет создавать на входе приемника более мощный сигнал, чем ненаправленная антенна. На основании этого мы можем сказать, что понятия коэффициента направленного действия и усиления остаются в силе и при работе антенны на прием.

Эти свойства **обратимости** антенн позволяют без ущерба для полноты ограничиться рассмотрением их свойства при работе только на передачу. Конечно, существует целый ряд специально приемных антенн, однако они в подавляющем большинстве случаев используются только в магистральных сетях и в этой книге рассматриваться не будут.

6-3. ВЛИЯНИЕ ЗЕМЛИ НА ИЗЛУЧЕНИЕ АНТЕНН НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ВИБРАТОРЫ

До сих пор мы рассматривали антенну изолированно от внешних факторов, которые оказывают влияние на ее излучающие свойства. Но антенна работает, как правило, вблизи поверхности земли, влияющей как на мощность излучения антенны, так и на диаграмму направленности. Чтобы учесть влияние на работу антенны поверхности земли, которая большей частью является проводником, упрощенно считают, что антенна располагается над поверхностью идеального проводника. Излученные при этом антенной электромагнитные волны приходят в некоторую произвольную точку пространства P двумя различными путями: непосредственно от самой антенны и отразившись от поверхности проводника (рис. 6-12, *а*).

Для того чтобы найти результирующее поле, в точке P после сложения прямой и отраженной волны удобно пользоваться пред-

ставлением о «зеркальном изображении антенны», которое можно пояснить следующим образом. Если над идеально проводящей поверхностью на высоте h в точке A помещен заряд $+q$ (рис. 6-12, *б*), то на ней вследствие электростатического притяжения свободные заряды размещаются так, что горизонтальная составляющая электрического поля на поверхности равна нулю. Если бы она не была равна нулю, то под ее действием по поверхности стали перемещаться заряды. Однако покоящийся заряд не может вызвать непрерывного движения зарядов в проводнике, и, следовательно, электрическое поле у поверхности проводника должно получить направление, перпендикулярное поверхности. Такую же форму имеет поле, если металлическую поверхность убрать, а внизу на расстоянии $2h$ под зарядом в точке $Б$ поместить второй заряд, равный по величине и противоположный по

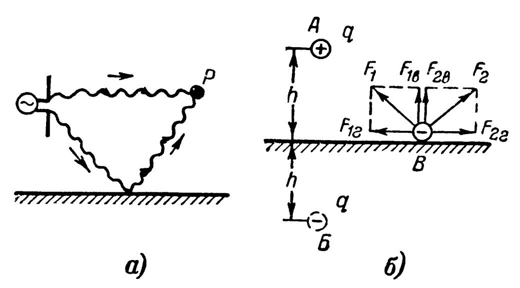


Рис. 6-12. Излучение антенны над идеально проводящей поверхностью.

а — путь прямой и отраженной волны; *б* — электрический заряд и его зеркальное изображение.

знаку первому заряду. Второй заряд называется **з е р к а л ь н ы м и з о б р а ж е н и е м** первого. При этом поле в произвольной точке поверхности B будет определяться векторами F_1 и F_2 полей зарядов $+q$ и $-q$. Поскольку заряды удалены от точки B на одинаковые расстояния, то величины векторов F_1 и F_2 одинаковы. Горизонтальные составляющие этих векторов $F_{1г}$ и $F_{2г}$ уничтожают друг друга, а вертикальные $F_{1в}$ и $F_{2в}$ складываются. Это и позволяет заменить действие проводящей поверхности действием «зеркального заряда».

Если заряд, помещенный над идеально проводящей поверхностью, начнет двигаться по вертикали вниз, то его зеркальное изображение будет перемещаться также к поверхности, т. е. снизу вверх. Поместив над поверхностью вертикальный провод, в котором в данный момент времени ток течет сверху вниз, мы вызовем в его зеркальном изображении перемещение зарядов обратного знака снизу вверх и, следовательно, прохождение тока в том же направлении, что и в проводе (рис. 6-13, *а*). Поэтому, если над идеально проводящей поверхностью поместить вертикальную антенну, ее поле определится как поле антенны и как поле ее зеркального изображения, в котором течет ток той же величины и того же направления. Таким образом, вертикальная антенна и ее зеркальное изображение образуют систему двух синфазных вибраторов. Если же заряд, поднятый над идеально проводящей землей, движется в горизонтальном направлении, например слева направо (рис. 6-13, *б*), то противоположный по знаку зеркаль-

ный заряд передвигается в том же направлении. Значит, если в горизонтальной антенне течет ток в одном направлении, то в ее зеркальном изображении ток течет в другом, противоположном направлении. Таким образом, горизонтальная антенна и ее зеркальное изображение образуют систему из двух противофазных вибраторов. Из сказанного

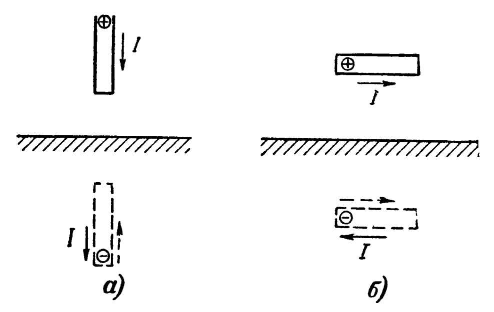


Рис. 6-13. Направления токов в проводах и их зеркальных изображениях.

видно, что наличие хорошо проводящей земли под антенной существенно изменяет ее свойства.

Если вертикальную антенну расположить так, чтобы ее нижний конец касался поверхноети земли, то она образует вместе со своим зеркальным изображением симметричный вибратор (рис. 6-14, *а*), резонансная волна которого в 2 раза длиннее этого симметричного вибратора и, следовательно, в 4 раза больше высоты самой антенны. Поэтому заземленную антенну часто называют четвертьволновым вибратором.

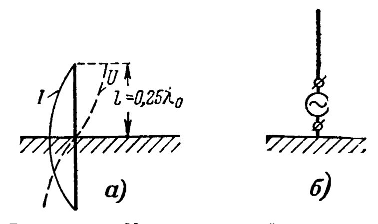


Рис. 6-14 Несимметричный заземленный вибратор.

а — распределение тока и напряжения в вибраторе и его зеркальном изображении; *б* — включение возбуждающего генератора.

Такая вертикальная антенна была предложена в 1895 г. А. С. Поповым. С тех пор и до настоящего времени наряду с симметричным вибратором она считается одним из основных, наиболее распространенных антенных устройств. Достоинство заземленного вибратора заключается в простоте его устройства и малой длине, что особенно важно при работе на относительно длинных волнах.

Поскольку вместе с зеркальным изображением заземленный вибратор образует симметричный полуволновый вибратор, то поле его излучения над поверхностью земли является полем полуволнового вибратора (рис. 6-15), нижняя половина диаграммы направленности которого срезана землей.

Вследствие того, что распределение тока и напряжения вдоль несимметричного заземленного вибратора такое же, как и у симметричного, характер изменения его реактивного и активного сопротив-

лений такой же, как у симметричного, а все расчетные формулы, выведенные для симметричного вибратора, справедливы и для несимметричного. Единственная разница заключается в том, что потенциал второго зажима генератора, соединенного с землей, в любой момент времени равен нулю. Поэтому разность потенциалов между зажимом несимметричного вибратора и землей всегда вдвое меньше, чем между этим зажимом и его зеркальным изображением. Следовательно, входное сопротивление несимметричного вибратора оказывается вдвое меньшим, чем у симметричного, а сопротивление излучения четвертьволнового несимметричного вибратора равно половине сопротивления излучения полуволнового диполя, т. е. $R_\Sigma = 36{,}5$ *ом*. По той же причине волновое сопротивление несимметричных антенн можно считать равным половине волнового сопротивления симметричных антенн, т. е. $Z_0 \approx 500$ *ом*.

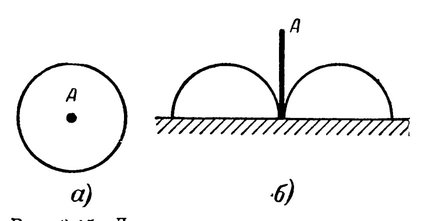


Рис. 6-15 Диаграммы направленности несимметричного вибратора.
а — в горизонтальной плоскости; *б* — в вертикальной плоскости.

Все сказанное справедливо только в том случае, когда земля представляет собой идеальный проводник. Если же земля обладает плохими проводящими свойствами, то характер распределения тока в земной поверхности изменяется, в результате чего поле излучения вибратора меняется. Кроме того, увеличение активного сопротивления земли приводит к возрастанию потерь во всей излучающей системе, состоящей из вибратора и земли, уменьшению амплитуды тока, уменьшению излучаемой мощности и к. п. д. антенны.

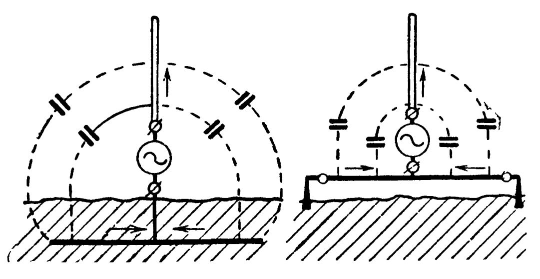


Рис. 6-16. Заземление и противовес.

Особенно большое значение имеет сопротивление земли вблизи основания антенны, куда стекаются все токи, наведенные антенной в земле (рис. 6-16, *а*). Для улучшения проводимости этого участка применяют металлизацию земли: закапывают в землю металлические листы, провода, улучшают химический состав почвы, пропитывая ее различными солями, или используют противовесы. Теоретические расчеты показывают, что наибольшие потери имеют место в зоне с радиусом приблизительно в 0,35 λ. Поэтому металлизацию земли производят в радиусе порядка полуволны вокруг основания антенны.

Опыт показывает, что нет надобности выполнять заземление в виде сплошного металлического листа; достаточно хорошо работает система радиально расходящихся проводов, закопанных в землю на глубину 20—50 *см*. Увеличение общего числа проводов улучшает качество заземления, однако увеличение их числа свыше 100—120 уже не дает существенного эффекта. Качество заземления улучшается, если радиальные провода соединяются между собой перемычками.

Часто заземление заменяют системой проводов, не зарытых, а поднятых над землей, называемых противовесом. Последний должен достаточно хорошо экранировать антенный провод от земли, играя роль хорошо проводящей поверхности (рис. 6-16, *б*). Он обычно дает худшие результаты, чем заземление, но в ряде случаев его применение оказывается технически более целесообразным (например, в передвижных радиостанциях, при установке станции на каменистом грунте и т. п.).

6-4. РЕЗОНАНСНЫЕ ЧАСТОТЫ АНТЕНН. ГАРМОНИКОВЫЕ АНТЕННЫ

Рассматривая резонансные кривые симметричной антенны (рис. 6-7), можно убедиться в том, что одна и та же антенна обладает бесконечным множеством резонансных частот. Оставляя неизменной длину антенны l и изменяя длину волны, можно получить резонансные явления в ней всякий раз, когда вдоль нее будет укладываться целое число полуволн. При этом наиболее длинной резонансной волной будет та, половина которой уложится в антенне. Эту волну принято называть основной резонансной волной антенны. Более короткие волны, для которых антенна также оказывается настроенной в резонанс, называют высшими гармониками антенны. При этом им приписывают номер по числу полуволн, которые укладываются вдоль провода антенны.

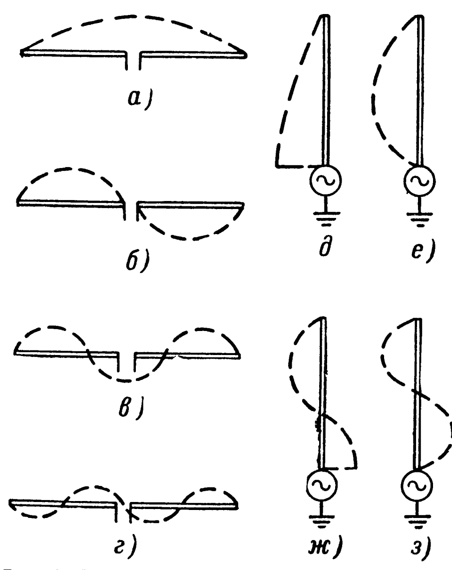


Рис. 6-17. Распределение тока в симметричных и несимметричных вибраторах на основной волне и высших гармониках.

Справедливость высказанного суждения легко понять, рассмотрев распределение стоячих волн тока в проводе симметричной антенны в тех случаях, когда вдоль него укладывается целое число полуволн (рис. 6-17). Каждый полуволновый отрезок

провода можно рассматривать как участок, изолированный от других, поскольку на его концах ток в любой момент времени равен нулю. Как уже было показано, полуволновый провод представляет собой резонансную систему. Следовательно, и во всем проводе, содержащем целое число полуволн имеет место резонанс. Высшие гармоники антенны принято делить на четные и нечетные в зависимости от того, четное или нечетное число полуволн укладывается в проводе.

Симметричные антенны представляют собой резонансные системы, особенно хорошо излучающие все волны, целое число полуволн которых укладывается вдоль их длины. Несимметричные антенны также представляют собой резонансные системы. Но они особенно хорошо излучают те волны, целое число четвертей которых укладывается вдоль их длины. Основной резонансной волной для них будет та, четверть длины которой равна длине антенны.

На основной волне (рис. 6-17, *а* и *б*) и всех нечетных гармониках (рис. 6-17, *в* и *ж*) точки питания располагаются в пучности тока, и в антенне имеет место резонанс напряжения. При этом ее входное сопротивление невелико и равно сопротивлению потерь в цепи антенны. На всех четных гармониках (рис. 6-17, *б*, *г*, *е* и *з*) точки, к которым подводится питание, оказываются расположенными в узлах тока, и в антенне имеет место резонанс токов. При этом ее входное сопротивление достигает весьма значительной величины.

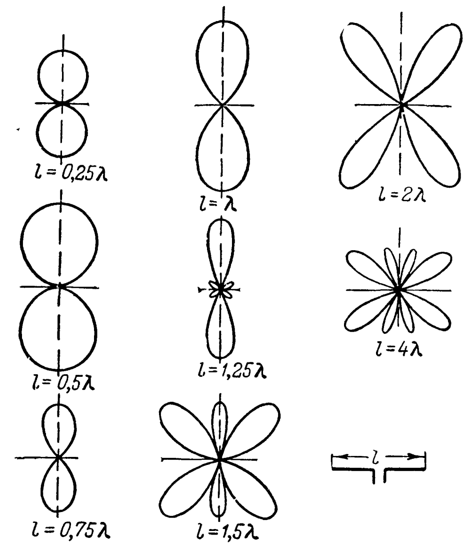


Рис. 6-18. Диаграммы направленности симметричных вибраторов различной длины.

При переходе с одной нечетной гармоники на другую нечетную или с одной четной на другую четную входное сопротивление антенны меняется сравнительно мало, при переходе же с четной гармоники на нечетную или наоборот оно изменяется очень сильно. Это свойство позволяет эффективно без перестройки использовать антенны для работы на нескольких фиксированных волнах (при этом обычно используются либо четные, либо нечетные гармоники). Антенны, работающие на высших гармониках, получили название г а р м о н и к о в ы х.

На рис. 6-18 приведены характеристики направленности симметричных антенн в плоскости, проходящей через ось вибраторов, при различной величине отношений l/λ без учета влияния земли. Для того чтобы получить диаграмму направленности в вертикальной плоскости несимметричных заземленных вибраторов вдвое меньшей

высоты, нужно повернуть всю картину на 90° и отрезать нижнюю половину по штриховой линии.

Из приведенного рассмотрения становится ясным, что входное сопротивление и направленные свойства вибратора зависят от величины отношения l/λ или, как говорят, «электрической длины» вибратора, т. е. его длины, выраженной в долях рабочей волны.

6-5. СИНФАЗНЫЕ И ПРОТИВОФАЗНЫЕ АНТЕННЫ РЕФЛЕКТОРЫ И ДИРЕКТОРЫ

Для получения направленного излучения в технике коротких и ультракоротких радиоволн часто используют системы вибраторов, определенным образом расположенных друг относительно друга. Обычно вибраторы используются так, что токи в них находятся либо в фазе, либо в противофазе. В зависимости от этого систему называют синфазной или противофазной. Впервые такие антенные системы были разработаны в СССР М. А. Бонч-Бруевичем и В. В. Татариновым.

Рассмотрим сначала работу противофазных антенн. Если вибраторы, по которым протекают противофазные токи (т. е. сдвинутые

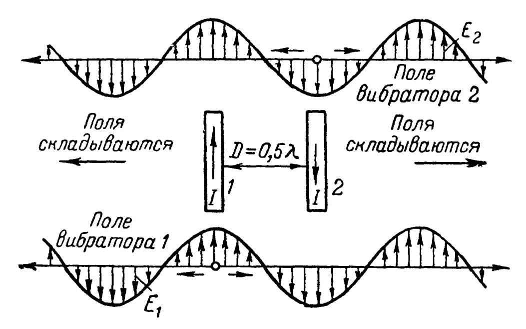


Рис. 6-19. Сложение волн двух противофазных вибраторов.

на 180°), расположить на некотором расстоянии D друг от друга, соизмеримом с длиной волны, то система будет излучать. Каждый из таких вибраторов (рис. 6-19) излучает во все стороны электромагнитные волны, фазы которых у вибратора определяются фазой тока в этом вибраторе. Волна, излученная вибратором *1*, движущаяся направо, достигает вибратора *2* через отрезок времени $t = D/c$. Если расстояние D равно половине длины волны, то волна подойдет к вибратору *2* через полпериода, после того как она была излучена вибратором *1*. За это время ток в вибраторе *2*, фаза которого на 180° отличается от фазы тока в вибраторе *1*, изменит фазу на 180° и будет излучать волну, фаза которой совпадает с фазой волны, пришедшей от вибратора *1*. При этом произойдет сложение обеих волн. Вполне очевидно, что аналогичная картина будет иметь место при движении волн в противоположном направлении, т. е. в направлении от вибратора *2* к вибратору *1*.

В других направлениях (рис. 6-20, *а*) разность хода между обеими излученными волнами меньше, поскольку она всегда меньше отрезка *АБ*. По этим направлениям волны складываются, не совпадая по фазе, и суммарная волна получается меньше, чем в направлении оси системы (т. е. линии *АБ*, перпендикулярной осям вибраторов). При угле $\varphi > 45°$ происходит частичное взаимное уничтожение волн и при $\varphi = 90°$, т. е. в направлении, перпендикулярном оси системы, разность хода становится равной нулю и обе волны полностью взаимно уничтожаются. На рис. 6-20, *а* приведена диаграмма направленности такой противофазной системы в плоскости, перпендикулярной оси вибраторов. Диаграмма направленности в плоскости, проходящей через ось вибраторов, зависит от того, является ли каждый из них симметричным или несимметричным излучателем, и от его электрической длины.

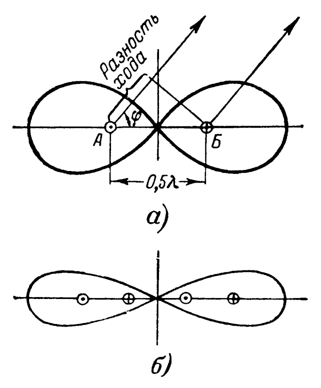


Рис. 6-20. Диаграммы направленности противофазных антенн в плоскости, перпендикулярной осям вибраторов.

а — двух вибраторов; *б* — четырех вибраторов.

Если к данной системе присоединить еще одну такую же пару противофазных излучателей и расположить ее в той же плоскости так, чтобы расстояние между соседними проводами было 0,5 λ (рис. 6-20, *б*), то она будет создавать дополнительное усиление излучения в направлении оси системы. При достаточно большом числе противофазных излучателей можно получить очень острую диаграмму направленности, максимум которой направлен вдоль оси антенной системы. Такие антенны относятся к классу **продольных излучателей**. Следует заметить, что расстояние в полволны между противофазными излучателями не является обязательным. Противофазные антенны с уменьшенным расстоянием между вибраторами обладают значительно большей направленностью, чем рассмотренная выше система.

Причину увеличения направленности при уменьшении расстояния между вибраторами ($D < 0{,}5\ \lambda$) нетрудно понять из рассмотрения диаграммы направленности антенны при расстоянии между вибраторами $D = 0{,}5\ \lambda$ (рис. 6-20, *а*). В направлениях, близких к оси системы, разность фаз волн, излученных обоими вибраторами, невелика и результирующая волна уменьшается сравнительно мало. В направлениях же, далеких от оси системы, разность фаз получается большой и небольшое изменение направления приводит к резкому изменению амплитуды суммарной волны. У антенн с укороченными расстояниями между вибраторами уже по оси системы имеется значительная разность фаз. Поэтому даже небольшое отклонение от оси приводит к резкому уменьшению амплитуды суммарной волны, и диаграмма направленности оказывается много острее, чем у противофазных антенн, у которых $D = 0{,}5\ \lambda$. Чем меньше расстояние между вибраторами, тем выше направленность антенной системы, но одновременно тем сильнее уменьшается сопротивление излучения антенны, Поэтому обычно расстояние между выбраторами берут не меньше 0,1 λ.

Синфазные системы, т. е. системы, состоящие из вибраторов, токи в которых совпадают по фазе, имеют максимум излучения в направлении, перпендикулярном к оси системы, так как волны, излученные вибраторами в этом направлении, не имеют разности хода и, следовательно, складываются друг с другом в одинаковых фазах (рис. 6-21). В других направлениях проявляется некоторая разность хода, возрастающая по мере уменьшения угла φ. Наибольшего значения разность хода достигает в направлении оси системы. В случае, изображенном на рис. 6-21, *а*, она равна половине волны. Поэтому в этом направлении волны взаимно уничтожаются. Таким образом, синфазная система имеет максимум излучения в направлении, по которому противофазная система не излучает, и не излучает в направлении, по которому противофазная система имела максимум излучения.

Как синфазные, так и противофазные антенны обладают двухнаправленным излучением, т. е. имеют одинаковые максимумы излу-

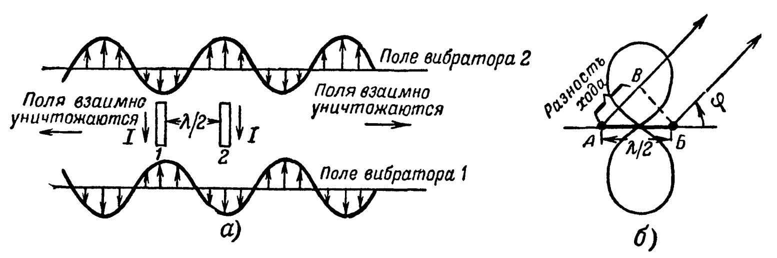


Рис. 6-21. Излучение двух синфазных вибраторов.
а — сложение волн; *б* — диаграмма направленности.

чения в двух противоположных направлениях. Однонаправленное излучение получается, когда в вибраторах, расположенных на расстоянии в четверть волны друг от друга, токи сдвинуты по фазе один относительно другого на четверть периода. Если ток в вибраторе *1* (рис. 6-22, *а*) опережает по фазе на 90° ток в вибраторе *2*, то волна вибратора *1*, движущаяся в сторону вибратора *2*, достигает последнего через промежуток времени $t = \lambda/4c = \frac{T}{4}$. В это время ток в нем будет иметь ту фазу, которую имел ток в вибраторе *1* при излучении волны, дошедшей теперь до вибратора *2*. Поэтому волна вибратора *2* будет синфазна с волной, пришедшей от вибратора *1*, и обе волны будут складываться. В результате этого в направлении *А* суммарная волна будет в 2 раза больше волн каждого из вибраторов.

В противоположном направлении *Б* имеет место обратная картина. Пока волна вибратора *2*, ток в котором отстает на четверть периода от тока вибратора *1*, достигнет последнего, пройдет четверть периода, и ток в вибраторе *1* к этому моменту времени уже на полпериода опередит ток вибратора *2*, создавшего волну, подошедшую к вибратору *1*. Последняя окажется в противофазе с волной, излученной вибратором *1*, и в направлении *Б* волны взаимно уничтожаются. По другим направлениям вследствие другой величины разности хода происходит либо частичное уничтожение, либо частичное сложение волн. Из диаграммы направленности такой системы (рис. 6-22, *б* и *в*)

видно, что вибратор, в котором ток опережает по фазе ток другого вибратора, как бы отражает излученные последним волны и посылает их в противоположном направлении. Благодаря такому действию вибратора *1* его называют **рефлектором** или зеркалом, а вибратор *2* — антенной.

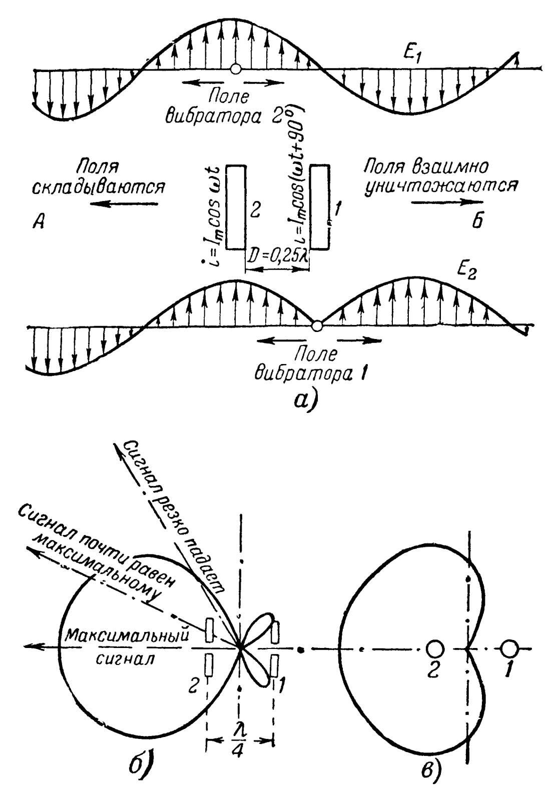


Рис. 6-22. Система из двух излучателей, обладающая однонаправленным излучением.

а — сложение волн вибраторов; *б* — диаграмма направленности в плоскости вибраторов; *в* — диаграмма направленности в плоскости, перпендикулярной вибраторам.

Однонаправленность может быть получена и при других расстояниях между вибраторами, но тогда разность фаз токов в них должна быть иной. Если, например, сделать расстояние меньше четверти волны, то для того, чтобы волна, достигшая рефлектора, встретила противофазную волну, нужно, чтобы ток в рефлекторе опережал ток в антенне на угол больше 90°. В случае уменьшенных расстояний между антенной и рефлектором, даже по оси системы в направлении главного излучения, между волнами вибраторов при их сложении

есть некоторая разность фаз, поэтому уменьшение излучения по боковым направлениям будет более резким, чем в случае расстояния в четверть волны, и диаграмма направленности таких антенн будет у́же.

Волна, излученная антенной и падающая на рефлектор, наводит в нем значительные токи. Если наведенный ток будет опережать по фазе на 90° ток в антенне, то рефлектор будет выполнять свои функции, не требуя самостоятельного питания. Нужный сдвиг фаз всегда можно установить соответствующей настройкой рефлектора, заключающейся в подборе его длины. Рефлектор может представлять для наведенных токов активное (если его длина равна $\lambda/2$), емкостное (если его длина меньше $\lambda/2$) или индуктивное (если его длина больше $\lambda/2$) сопротивление, в результате чего токи в нем окажутся на тот или иной угол сдвинутыми по фазе по отношению к волне, возбуждающей в нем э. д. с.

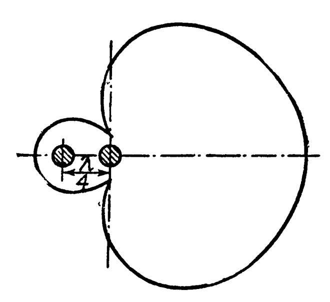
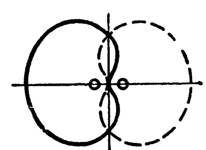


Рис. 6-23. Диаграмма направленности антенны с пассивным рефлектором.

Вследствие того что ток, наведенный в рефлекторе, всегда меньше тока в антенне, полной компенсации излучения в направлении, обратном направлению главного излучения, достигнуть не удается. Поэтому диаграмма направленности антенны с таким рефлектором (рис. 6-23) всегда будет несколько хуже диаграммы антенны с питаемым рефлектором.

Рефлекторы, не требующие самостоятельного питания и возбуждающиеся полем излучения антенны, называются пассивными в отличие от рефлекторов, питаемых от генератора, которые называются активными. Антенны с пассивными рефлекторами имеют более простую систему питания и менее сложны в настройке, поэтому они получили широкое распространение.


Рис. 6-24. Изменение диаграммы направленности антенны с рефлектором при изменении фазы тока в одном из вибраторов на 180°.

В системе, состоящей из антенны и активного рефлектора, вибраторы можно заставить поменяться ролями, изменив, например, направление тока в одном из них на обратное. При этом ток в вибраторе *2* будет опережать ток в вибраторе *1* и диаграмма направленности антенны изменит свою ориентацию на 180° (рис. 6-24). То же самое нетрудно осуществить и в системе, состоящей из антенны и пассивного рефлектора.

Вид и положение диаграммы направленности определяются одновременно расстоянием между вибраторами и сдвигом фаз между токами в вибраторах. Изменяя расстояние и сдвиг фаз, можно получать различные диаграммы направленности. На рис. 6-25 приведены диаграммы направленности для антенны с пассивным вибратором. В каждом горизонтальном ряду на этом рисунке изображены диаграммы направленности антенны с пассивным вибратором при фиксированном расстоянии между ней и вибратором при различной настройке последнего. Настройку пассивного вибратора характеризует

угол сдвига фаз $\theta_п$ между током и напряжением в нем; она достигается изменением длины вибратора или присоединяемого к нему шлейфа. Рассматривая вертикальные ряды, можно проследить, как изменяется диаграмма направленности системы при фиксированной настройке пассивного вибратора и различных расстояниях между вибраторами. Легко видеть, что при различной расстройке и при одном и том же расстоянии пассивный вибратор может либо почти не влиять на диаграмму направленности антенны, либо играть роль рефлектора, либо, наоборот, направлять излучение на себя. В этом случае пассивный вибратор называют д и р е к т о р о м.

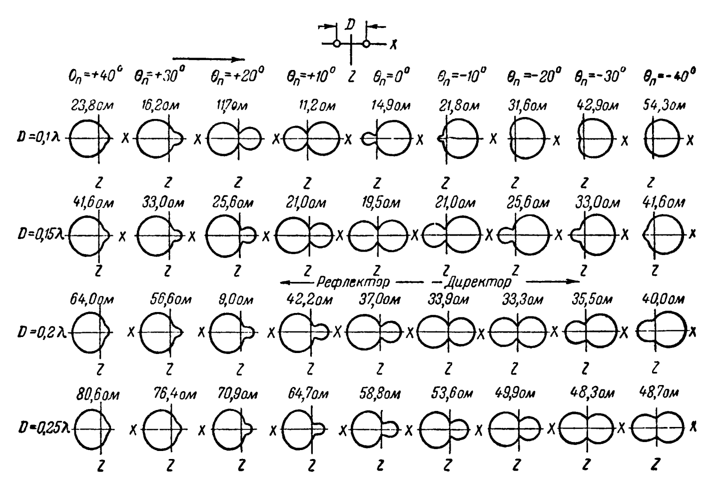


Рис. 6-25. Диаграммы направленности и значения сопротивления излучения антенны с пассивным вибратором при различной настройке и различных расстояниях между антенной и вибратором.

Точно так же, рассматривая вертикальные ряды диаграмм, можно убедиться, что пассивные вибраторы, имеющие одинаковый сдвиг фаз, могут играть роль рефлектора или директора в зависимости от расстояния до антенны. При этом заметно, что с уменьшением расстояния компенсация излучения в направлении, обратном направлению главного излучения, получается много лучше, чем при больших расстояниях. Это объясняется увеличением амплитуды тока, наведенного в пассивном вибраторе при сближении его с антенной.

В антенной технике широко используются как рефлекторы, так и директоры, а в некоторых случаях применяются и те, и другие вместе.

На рис. 6-25 над каждой из диаграмм направленности указано сопротивление излучения для антенны, состоящей из полуволновых активного и пассивного вибраторов Из указанных величин видно, что с уменьшением расстояния между вибраторами сопротивление излучения уменьшается.

6-6. ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

Горизонтальный провод, расположенный низко над землей (на высоте, малой по сравнению с длиной волны), практически ничего не излучает, так как при этом он образует со своим зеркальным изображением обычную двухпроводную длинную линию. С увеличением высоты расстояние между антенной и ее зеркальным изображением растет, и, когда оно становится соизмеримым с длиной волны, они образуют излучающую противофазную систему. Естественно, что вид характеристики излучения изменяется в зависимости от высоты. На рис. 6-26, *а* приведены диаграммы направленности располо-

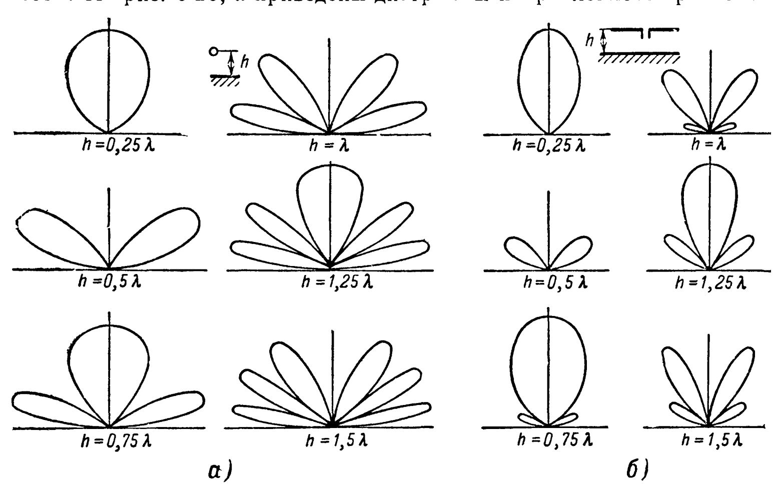


Рис. 6-26. Диаграммы направленности полуволнового вибратора над хорошо проводящей землей.

женного над землей полуволнового вибратора в плоскости, перпендикулярной его оси. Рассмотрение этих диаграмм приводит к выводу, что горизонтальная антенна, расположенная над хорошо проводящей землей, не излучает энергии вдоль поверхности земли.

В вертикальной плоскости, проходящей через ось вибратора, интенсивность излучения также зависит от высоты. Для нахождения диаграммы направленности в этой плоскости воспользуемся общим правилом нахождения диаграмм сложных систем. В подавляющем большинстве случаев эти антенные системы строятся так, что отдельные излучатели, входящие в них, имеют одинаковые диаграммы направленности и одинаково ориентируются в пространстве. Это позволяет найти результирующую диаграмму направленности антенны в два приема.

Прежде всего рассчитывается результирующая диаграмма направленности системы в предположении, что все ее элементы излучают энергию равномерно по всем направлениям с некоторой средней интенсивностью, а затем учитывают неравномерность излучения

вибраторов по различным направлениям, умножая графически диаграмму системы ненаправленных излучателей на диаграмму направленности вибратора (построенную в относительных единицах). На рис. 6-26, *б* представлены полученные таким образом диаграммы направленности поднятого на высоту h полуволнового вибратора в плоскости, проходящей через его ось. Для этого диаграммы на рис. 6-26, *а* графически перемножают на диаграмму направленности полуволнового вибратора в данной плоскости, приведенную на рис. 6-11.

На рис. 6-26 видно, что с увеличением высоты возрастает число лепестков в диаграмме направленности и одновременно увеличивается направленность излучения. В направлении максимального излучения поле горизонтальной антенны превышает поле ненаправленного излучателя в 1,4—1,7 раза при изменении высоты подвеса от $h = 0{,}25\,\lambda$ до $h = 0{,}5\,\lambda$, т. е. коэффициент направленного действия получается небольшой. Важно заметить, что в плоскости, перпендикулярной оси вибратора, в которой его диаграмма направленности представляет окружность, с увеличением высоты подвеса вибратора возрастает интенсивность излучения под малыми углами к горизонту. При этом чем выше подвешена антенна, тем ближе к горизонту располагается нижний лепесток. Излучение под углами, близкими к вертикали, при изменении h периодически то появляется, то исчезает.

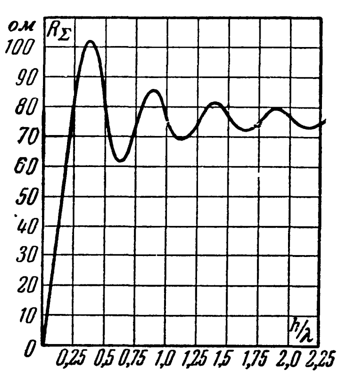


Рис. 6-27. Изменение сопротивления излучения горизонтального полуволнового вибратора от высоты подвеса над землей.

Из зависимости сопротивления излучения горизонтального полуволнового вибратора от высоты подвеса над землей (рис. 6-27) видно, что сопротивление излучения быстро возрастает с увеличением высоты, достигая на высоте $h = 0{,}25\,\lambda$ величины сопротивления излучения диполя в свободном пространстве. При дальнейшем увеличении высоты сопротивление излучения практически изменяется относительно мало. Следовательно, ориентировочные энергетические расчеты вибраторов, подвешенных на высоте более $0{,}25\,\lambda$, можно производить без учета влияния земли, тем более, что точный учет его затруднен различием электрических свойств земной поверхности. Сопротивление излучения антенн других размеров изменяется таким же образом, и при расчетах допустимо пользоваться графиком, изображенным на рис. 6-27, при увеличении или уменьшении абсолютной величины сопротивления излучения в соответствии с графиками на рис. 6-5.

Обычно поверхность земли под антенной не обладает свойствами идеального проводника, и поэтому электрическое поле антенны наводит в земле переменные токи, имеющие значительную вертикальную составляющую. Эти токи также создают поле излучения антенны, в результате чего поле антенны, подвешенной над поверхностью земли, содержит не только горизонтально, но и вертикально поляризованные волны.

Поскольку земля представляет для токов, наведенных в ней, конечное сопротивление, то некоторая доля энергии, излучаемая антенной, поглощается. Чем ближе антенна к земле, тем значительнее потери и меньше ее к. п. д. В результате поглощения в почве отраженные земной поверхностью волны имеют меньшую интенсивность, чем в случае отражения от идеально проводящей земли, в которой поглощение энергии отсутствует. Поэтому результирующее поле над поверхностью земли отличается от поля над идеальным проводником. Наибольшее отличие имеет место при низком расположении антенны. Влияние сопротивления земли в этом случае может привести к повороту характеристики излучения полуволнового вибратора на 90°. При этом максимум излучения в горизонтальной плоскости оказывается направленным вдоль оси вибратора.

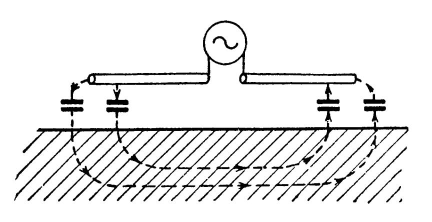


Рис. 6-28. Горизонтальный вибратор над плохо проводящей землей.

Объясняется это тем, что при плохой проводимости земли емкостные токи от вибратора проникают в землю (рис. 6-28) и цепь тока образует рамку, диаграмма направленности которой имеет в горизонтальной плоскости вид восьмерки, вытянутой по оси вибратора (см. § 6-8). Излучение же тока, протекающего в горизонтальном вибраторе при низком расположении, невелико из-за влияния его «зеркального изображения». Это явление сказывается в разной степени при различной высоте подвеса антенны и различной проводимости земли. В общем случае излучение горизонтального диполя в направлении оси не равно нулю, что благоприятно для ненаправленной работы.

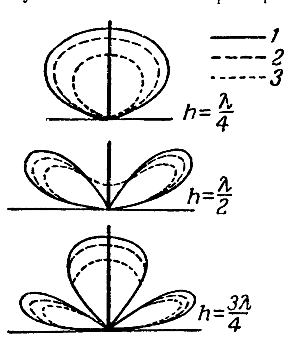


Рис. 6-29. Диаграммы направленности горизонтальных вибраторов в плоскости, перпендикулярной их оси над поверхностями с различной проводимостью.

На рис. 6-29 приведены экспериментально снятые на волне 50 *м* диаграммы направленности в вертикальной плоскости горизонтальных антенн, расположенных над хорошо проводящей поверхностью (*1* — над морской водой), над полупроводящей поверхностью (*2* — над сырой почвой) и над плохо проводящей поверхностью (*3* — над сухой почвой). Они показывают, что с ухудшением проводимости почвы результирующее поле несколько уменьшается, однако эти изменения не очень велики. Поэтому на практике пользуются диаграммами, полученными для горизонтальных антенн над идеально проводящей землей.

Вертикальные антенны, излучающие над идеально проводящей землей, образуют со своим зеркальным изображением синфазную систему вытянутых по одной линии вибраторов. Такая система имеет максимум излучения в плоскости, перпендикулярной их оси, т. е.

в горизонтальной плоскости, и минимум излучения — в вертикальном направлении.

На рис. 6-30, *а* приведены характеристики излучения двух синфазных ненаправленных излучателей при различных расстояниях между ними, а на рис. 6-30, *б* — характеристики излучения полуволнового симметричного вибратора, расположенного на различной высоте над землей. С увеличением высоты подвеса возрастает число лепестков диаграммы направленности и увеличивается направленность излучения в направлении к горизонту. Новые лепестки появляются под большими углами к горизонту и с увеличением высоты подвеса антенны увеличивают свою интенсивность и опускаются вниз; одновременно они сужаются, и направленность излучения возрастает.

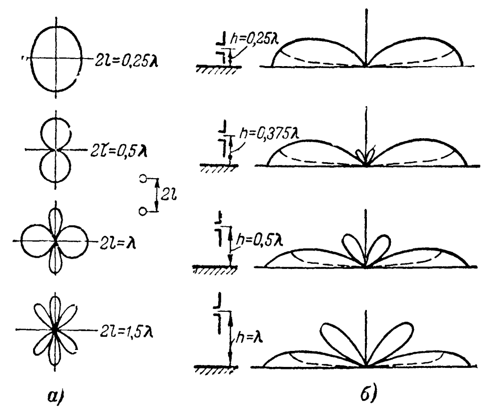


Рис 6-30. Диаграммы направленности вертикальных антенн, расположенных над землей.

а — двух синфазных ненаправленных излучателей; *б* — полуволнового симметричного вибратора (штриховые линии соответствуют случаю плохо проводящей земли).

Несколько иначе обстоит дело с излучением несимметричных заземленных антенн. Они вместе со своими зеркальными изображениями образуют симметричные антенны, характер излучения которых целиком определяется их длиной. Поэтому для нахождения соответствующей диаграммы направленности нужно пользоваться характеристиками излучения симметричных антенн различной длины, приведенными на рис. 6-18.

В том случае, когда земля обладает плохой проводимостью, диаграмма направленности изменяется главным образом под малыми углами к горизонту. Влияние поглощения в земле сказывается в том, что исчезает излучение вдоль земной поверхности, и нижний лепесток диаграммы направленности приобретает вид, показанный на рис. 6-30, *б* штриховой линией. Одновременно появляется небольшой добавочный лепесток под большим углом к горизонту, но интенсивность его невелика, и обычно его не учитывают. Естественно, что вследствие поглощения результирующее поле излучения будет ослаблено по сравнению со случаем идеально проводящей земли.

6-7. СЛОЖНЫЕ ВИБРАТОРЫ

Антенны с большим сопротивлением излучения обладают высоким к. п. д., характеризуются малыми токами и напряжениями при резонансе, просты в настройке и регулировке. Поэтому всегда стремятся к максимальному увеличению сопротивления излучения антенны, увеличивая для этого длину излучающего провода. Однако у линейных проводов увеличение сопротивления излучения с увеличением их длины происходит не непрерывно, а замедляется периодически небольшими уменьшениями этого сопротивления (рис. 6-5), вызванными излучением противофазных участков провода.

Увеличить сопротивление излучения при увеличении длины антенны можно двумя путями. Во-первых, можно согнуть участки с противоположным направлением тока в неизлучающие четвертьволновые шлейфы, как это делается в синфазных антеннах (рис. 6-1, *м*). Но при этом общая длина входящих в антенную систему проводов, определяющая сопротивление потерь, оказывается почти вдвое больше длины излучающей части. Поэтому синфазные антенны из проводов, вытянутых в одну линию, применяются только для получения направленного излучения. Во-вторых, можно согнуть антенный провод в тех местах, где изменяется направление тока. Тогда пространственное направление токов в отдельных участках антенной системы уже не будет противоположным, и при угле изгиба в 90° компенсирующее действие их излучения сведется к нулю. Образующаяся при этом система носит название антенны Ширекса (рис. 6-31).

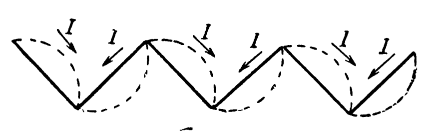


Рис. 6-31. Антенна Ширекса.

Если угол изгиба сделать равным 180°, то пространственное направление токов в антенне станет везде одинаковым. При небольшом по сравнению с длиной волны расстоянии между излучающими участками созданные ими волны приходят в любые точки пространства с одинаковой фазой и усиливают друг друга. На рис. 6-32 приведены типичные примеры так называемых ш л е й ф - в и б р а т о р о в, основанных на данном принципе. Все они имеют общую длину провода, равную целому числу полуволн, и поэтому являются резонансными системами, входное сопротивление которых носит чисто активный характер. Ток от генератора последовательно обтекает синфазные излучающие элементы, представляющие собой обычно полуволновые вибраторы. В отличие от синфазных антенн из вибраторов, вытянутых в одну линию, такие системы не содержат неизлучающих участков провода, и поэтому сопротивление потерь в них имеет минимальную величину. Зато диаграмма направленности шлейф-вибраторов практически не отличается от диаграммы простого полуволнового вибратора.

На рис. 6-32, *а* показана двухвибраторная шлейф-антенна, которую часто называют также п е т л е в ы м в и б р а т о р о м. В ней концы *А* и *В*, а также концы *Б* и *Г* соединены между собой для того, чтобы не нарушать симметрии системы. В противном случае (рис. 6-32, *б*) в питающем фидере потекут различные токи и он создаст интенсивное излучение в окружающем пространстве. Необходимо

обратить внимание на то, что оба вибратора при этом оказываются соединенными не параллельно, как это могло бы показаться на первый взгляд, а последовательно. В тех случаях, когда в антенне укладывается нечетное число полуволн (рис. 6-32, *в*), система получается симметричной и производить соединение концов не нужно. На рис. 6-32, *г* изображена четырехэлементная антенна.

Из приведенных примеров видно, что во всех проводах, образующих сложные вибраторы, одновременно текут одинаковые синфазные токи. Поскольку они располагаются в непосредственной близости друг от друга, то такую систему можно рассматривать как единый вибратор, в котором течет ток $I_{mA} = nI_{mA1}$, где n — число элементов в антенне, а I_{mA1} — амплитуда тока в элементах.

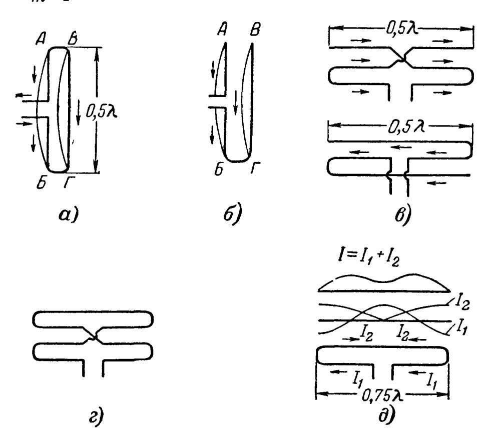


Рис. 6-32. Шлейф-вибраторы.

а — петлевой вибратор: *б* — петлевой вибратор без перемычки; *в* — трехэлементные вибраторы; *г* — четырехэлементный вибратор; *д* — вибратор с длиной $^3/_4\lambda$.

Мощность излучения сложного вибратора может быть подсчитана по общей формуле

$$P_\Sigma = \frac{1}{2}(nI_{mA1})^2 R_{\Sigma 1} = \frac{1}{2} I^2_{mA1} n^2 R_{\Sigma 1},$$

где $R_{\Sigma 1}$ — сопротивление излучения одного элемента (полуволнового вибратора).

Отсюда

$$R_\Sigma = n^2 R_{\Sigma 1}, \qquad (6\text{-}19)$$

т. е. сопротивление излучения сложного вибратора равно сопротивлению излучения его отдельного элемента, умноженного на квадрат числа образующих его элементов.

Результаты экспериментальных измерений сопротивления излучения хорошо совпадают со значениями, получаемыми по формуле (6-19). Так, для петлевого двухэлементного вибратора при измерениях

получено $R_\Sigma = 320$ *ом*, а для трехэлементного вибратора $R_\Sigma = 640$ *ом*. Некоторое расхождение полученных значений с вычисленными по формуле (6-19) объясняется изменением закона распределения тока в проводах вибраторов из-за их взаимного влияния. Эти значения сопротивления излучения настолько велики, что двух- и трехэлементные вибраторы можно непосредственно согласовывать с открытыми двухпроводными линиями, что является их весьма ценным свойством.

Сложные вибраторы допускают удовлетворительную работу без перестройки антенны и питающего ее фидера внутри любого любительского диапазона; при работе же с обычным вибратором коэффициент бегущей волны в фидере изменяется в пределах такого диапазона примерно в 2 раза. Это свойство является также чрезвычайно ценным при широкополосной работе, например при передаче и приеме частотно-модулированных сигналов, в телевидении, телеуправлении и радиолокации.

Сопротивления излучения можно подбирать, изгибая провод не в точках, где ток меняет свое направление, а в других точках провода. Тогда в отдельных частях вибраторов будут течь противофазные токи, и сопротивление излучения будет несколько уменьшено. Например, с 500-омной воздушной линией хорошо согласуется петлевой вибратор, состоящий из двух вибраторов длиной в 0,75 λ и имеющий сопротивление излучения $R_\Sigma = 500$ *ом* (рис. 6-32, *д*). Полная длина провода такого вибратора равна 1,5 λ, поэтому он является резонансной системой. Распределение тока в обоих проводах вибратора различно; оно показано на рис. 6-32, *д*. Диаграмма направленности такой системы мало отличается от диаграммы направленности полуволнового вибратора. В некоторых случаях одновременно с изменением сопротивления излучения меняется и диаграмма направленности.

6-8. РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

В отличие от рассмотренных выше антенн рамочная антенна (рис. 6-33, *а* и *б*) используется на волнах, длина которых намного больше ее собственной волны. Рамку можно представить как расширенный конец короткозамкнутого фидера. Собственная волна рамки обычно в 4—6 раз длиннее общей протяженности входящих в нее проводов. Настройка ее производится с помощью конденсаторов или катушек индуктивности, включаемых на ее входе. Вследствие того, что размеры рамочной антенны обычно много меньше длины рабочей волны, токи в противолежащих сторонах ее имеют противоположное направление.

В плоскости, перпендикулярной рамке, антенна обладает диаграммой направленности в виде восьмерки (рис. 6-33, *в*). В направлении перпендикуляра к плоскости рамки противофазные волны, излученные противолежащими сторонами, не имеют разности хода и взаимно уничтожаются. По другим направлениям полного уничтожения волн не происходит вследствие появления некоторой разности хода. Наибольшей величины разность хода достигает в направлении прямой, соединяющей стороны рамки. По этому направлению излучение максимально.

Вследствие малой длины сторон рамочной антенны (расстояния между попарно противофазными излучающими элементами мало

по сравнению с длиной волны) сопротивление излучения и действующая высота антенны незначительны Поэтому рамочные антенны редко используются в передатчиках. В приемной же технике они находят широкое применение. Для увеличения действующей высоты рамочной антенны ее можно выполнить из нескольких витков провода. Форма контура рамки при этом может быть как прямоугольной, так и круглой.

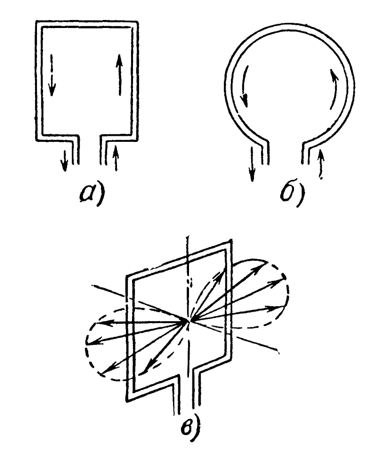


Рис. 6-33. Рамочные антенны.
а — квадратная рамка; *б* — круглая рамка; *в* — диаграмма направленности.

Действующая высота рамочной антенны рассчитывается по формуле

$$h_{\text{д}} = 2\pi n\, S \frac{1}{\lambda},$$

где n — число витков провода, образующего рамку;

S — площадь рамки.

Магнитное поле, а следовательно, и действующую высоту рамки можно увеличить, если намотать ее на сердечник из материала с высокой магнитной проницаемостью и малыми потерями для токов высокой частоты. В качестве такого материала чаще всего используют феррит. Такие антенны, получившие широкое распространение в приемной технике, называют м а г н и т н ы м и.

6-9. АНТЕННЫ ДЛИННЫХ И СРЕДНИХ ВОЛН

Для длинных и средних волн земная поверхность имеет обычно хорошую проводимость. У поверхности же хорошего проводника электрическое поле может быть направлено только перпендикулярно его поверхности. Поэтому как передающие, так и приемные антенны для этих волн должны обладать развитой вертикальной частью.

Для того чтобы антенна была резонансной и имела достаточно большие сопротивление излучения и к. п. д., размеры ее должны приближаться по крайней мере к 0,25 λ, т. е. на длинных волнах высота ее должна быть равна нескольким сотням метров. Практически удается построить антенны (мачты) высотой не более 200—300 *м*. Поэтому на волнах длиннее 1000 *м*, как правило, приходится работать с антеннами меньше резонансной длины. Вследствие этого входное сопротивление антенны имеет реактивную составляющую емкостного характера, для компенсации которой последовательно с антенной приходится включать катушки индуктивности (рис. 6-34, *а*) Эти катушки называют у д л и н и т е л ь н ы м и. Сопротивление излучения, как это видно из графика, приведенного на рис. 6-5, у антенн с малой электрической длиной весьма мало. В то же время активное сопротивление удлинительных катушек довольно значительно. Поэтому сопротивление потерь в цепи антенны становится больше или

того же порядка, что и сопротивление излучения, и в соответствии с формулой (6-7) к. п. д. антенны получается весьма низким.

На средних волнах при работе антенны в широком диапазоне частот может оказаться, что частота подводимых к ней колебаний ниже резонансной. В этом случае реактивная составляющая ее входного сопротивления имеет индуктивный характер, и для настройки антенны приходится применять конденсатор, который принято называть укорачивающим. В общем случае цепь настройки диапазонной антенны должна содержать как емкость, так и индуктивность. С точки зрения получения максимального к. п. д. антенны выгоднее, конечно, работать с укорачивающим конденсатором, но это не всегда возможно из-за трудностей, связанных с созданием антенн большой длины.

Применение элементов настройки не изменяет сопротивления излучения антенны, которое определяется только ее электрической

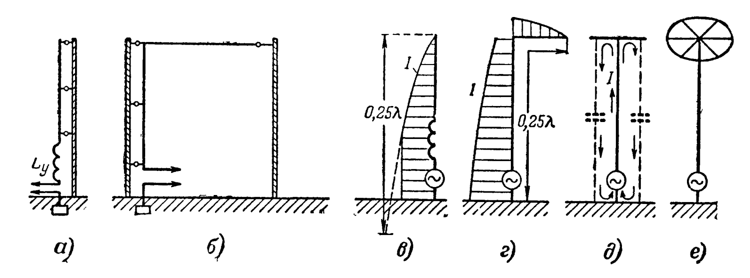


Рис. 6-34. Антенны длинных и средних волн.
а — заземленный вибратор с удлинительной катушкой; *б* — Г-образная антенна; *в* — распределение тока в антенне с катушкой; *г* — распределение тока в Г-образной антенне; *д* — Т-образная антенна; *е* — антенна со звездочкой.

длиной, и поэтому при работе с короткими антеннами сопротивление излучения всегда невелико. Вследствие этого для получения большой мощности излучения в таких антеннах приходится возбуждать большие токи. Малое сопротивление излучения приводит также к тому, что резонансная характеристика антенны становится очень острой; вследствие этого антенна будет критична в настройке. Кроме того, при низком сопротивлении излучения приходится особенно тщательно выполнять заземление нижнего конца антенны, ибо в противном случае резко снижается к. п. д. системы.

Для увеличения к. п. д. вместо удлинительной катушки индуктивности часто увеличивают длину антенны до резонансной и сгибают ее на высоте мачты под прямым углом, образовав оставшейся частью горизонтальный участок. Такая Г-образная антенна излучает лучше, чем прямая антенна с удлинительной катушкой, но она требует установки второй мачты (рис. 6-34, *б*). Если высота подвеса Г-образной антенны невелика, то горизонтальная часть ее практически не излучает, так как она образует со своим зеркальным изображением двухпроводную линию. Зато распределение тока в излучающей вертикальной части существенно улучшается. В ней укладывается часть стоячей волны тока, близкая к пучности, и пучность поднимается ближе к верхнему концу излучающего провода.

Увеличить амплитуду тока на верхнем конце антенны можно также, установив дополнительную горизонтальную часть в виде двух горизонтальных лучей (Т-образная антенна на рис. 6-34, *д*) или в виде многих лучей (антенна со «звездочкой» на рис. 6-34, *е*). Во всех случаях горизонтальные элементы образуют с землей некоторую емкость. Благодаря этому амплитуда тока на конце вертикальной части антенны уже не равна нулю, и распределение тока вдоль нее становится более равномерным. Площадь тока, а следовательно, и действующая высота антенны увеличиваются.

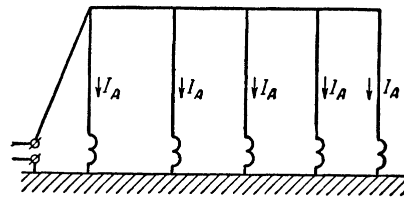
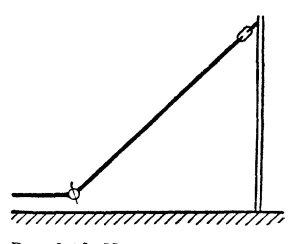


Рис. 6-35. Длинноволновая антенна из нескольких близко расположенных излучателей.

Для увеличения сопротивления излучения радиовещательные антенны часто выполняются в виде нескольких вертикальных вибраторов, питаемых от одного генератора. Вибраторы располагаются на расстояниях много меньше длины волны и связываются верхними горизонтальными частями (рис. 6-35). Такую систему можно рассматривать как сложное соединение Т-образных и Г-образных антенн.

6-10. АНТЕННЫ КОРОТКИХ ВОЛН

Чем короче волна, тем больше разнообразие используемых типов антенн. Для коротких волн проводимость почвы ухудшается, и вследствие этого возрастают потери в заземлении. Поэтому на этих волнах обычно избегают несимметричных заземленных вибраторов. Только около больших водных поверхностей или при расположении радиостанции на сырых почвах заземленные вибраторы дают хорошие результаты. Наилучшие результаты получаются при длине вибратора в полволны. Тогда у заземления находится узел тока, и даже при большом переходном сопротивлении потери в нем будут невелики. Если высоту мачты желательно уменьшить, то можно часть вибратора согнуть под прямым углом, образуя Г-образную антенну, или сделать антенну наклонной (рис. 6-36).


Рис. 6-36. Наклонный провод.

Наиболее распространенным типом коротковолновых антенн является горизонтальный полуволновый вибратор. Для получения максимальной дальности связи желательно иметь антенну, интенсивно излучающую под малыми углами (10—20°) к горизонту. С этой точки зрения горизонтальные вибраторы имеют хорошие диаграммы направленности при высоте подвеса от 0,5 λ и выше (рис. 6-26, *а*), но увеличивать высоту подвеса более $h = \lambda$ обычно бывает трудно.

В горизонтальной плоскости антенна имеет неравномерную диаграмму направленности; в плоскостях, расположенных, под углом φ

к горизонту, величина этой неравномерности будет изменяться в зависимости от высоты подвеса антенны и величины угла φ (рис. 6-37). Это необходимо учитывать при установке антенны, ориентируя максимумы излучения по направлению наиболее важных линий связи. Работа антенны в нужном диапазоне волн наиболее просто осуществляется при питании вибратора в центре двухпроводным воздушным фидером.

Поскольку входное сопротивление вибратора близко к 73 *ом*, а фидер обладает волновым сопротивлением в несколько сотен ом, то, если не принять специальных мер, вибратор и фидер будут рассогласованы и в последнем возникнут стоячие волны. Повышение напря-

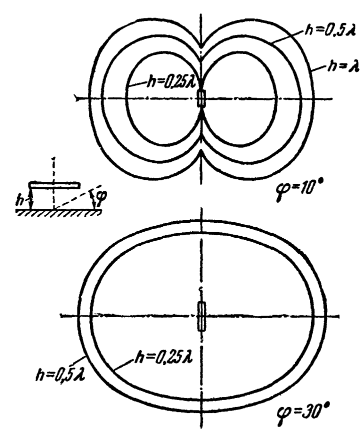


Рис. 6-37. Диаграммы направленности горизонтального полуволнового вибратора в горизонтальной плоскости под различными углами к горизонту при различной высоте подвеса.

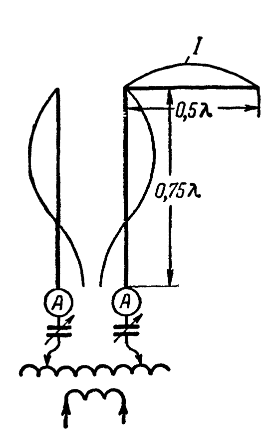


Рис 6-38. Схема подключения фидера к концу полуволнового горизонтального вибратора.

жения при стоячих волнах на отдельных участках фидера и ухудшение его к. п. д., а также резкая зависимость входного сопротивления фидера от его длины являются серьезными недостатками такого метода питания. С ними можно мириться только в том случае, если длина фидерной линии не превышает (3—4) λ. Однако в ряде случаев оказывается необходимым осуществлять согласование и при меньшей длине фидера.

В ряде случаев по чисто конструктивным соображениям питающий фидер удобно присоединять к концу полуволнового вибратора. Поскольку на конце вибратора находится узел тока, то для сохранения симметрии фидера, т. е. получения узла тока на свободном конце его второго провода, этот конец крепят на изоляторе (рис. 6-38).

Если длина соединительного фидера больше (3—4) λ, то потери в нем при рассогласовании становятся недопустимо большими и приходится принимать необходимые меры для согласования фидера с антенной. Достигается это обычно с помощью согласующих трансформаторов. На рис. 6-39, *а* приведен пример согласования высокоомного воздушного фидера и вибратора с низким входным сопротивле-

нием с помощью трансформатора в виде четвертьволновой разомкнутой линии. Согласование достигается изменением точек подключения вводов фидера к трансформатору. Чем ближе они к разомкнутому концу линии трансформатора, тем выше входное сопротивление системы антенна — трансформатор.

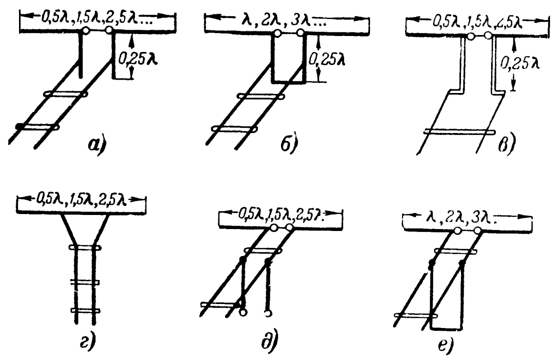


Рис. 6-39. Согласование горизонтальных вибраторов с двухпроводными фидерами.

На рис. 6-39, *б* изображен способ согласования вибраторов, имеющих большое входное сопротивление,. с воздушной линией В этом случае приходится применять трансформатор в виде отрезка короткозамкнутой линии. Согласование входного сопротивления вибратора в системе, изображенной на рис. 6-39, *в*, достигается путем подбора волнового сопротивления промежуточной четвертьволновой линии. Способ согласования с помощью реактивного шлейфа в виде отрезка разомкнутой и короткозамкнутой линий показан на рис. 6-39, *д* и *е*. Здесь согласование достигается путем подбора длины шлейфа и места его подключения к фидеру.

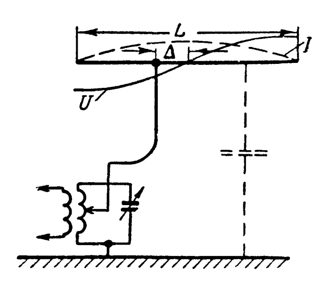


Рис. 6-40. Согласование горизонтального вибратора с однопроводным фидером.

Особенно широко используется способ согласования полуволновых вибраторов с помощью отрезка расходящейся линии (рис. 6-39, *г*). Здесь, с одной стороны, согласование достигается путем изменения положения точек подключения линии к вибратору, а с другой стороны, путем изменения волнового сопротивления отрезка расходящейся линии. Чем ближе к концам вибратора устанавливаются вводы линии, тем больше его входное сопротивление. Этот же принцип положен в основу согласования вибраторов с однопроводным фидером (рис. 6-40), где оно достигается подбором смещения ввода Δ от центра вибратора. Из-за того, что при согласовании энергия переносится вдоль линии и поглощается нагрузкой, излучение однопроводного фидера в этом случае невелико.

Широкое распространение на коротковолновых станциях получила уголковая антенна Пистолькорса (рис. 6-41). Она представляет собой симметричный вибратор, половины которого раздвинуты не на 180, а на 90° (иногда на 120°). Сопротивление излучения при этом несколько уменьшается, но зато диаграмма направленности в горизонтальной плоскости получается гораздо более равномерной, чем у вибратора с проводами, вытянутыми в одну линию; эту антенну можно практически считать ненаправленной.

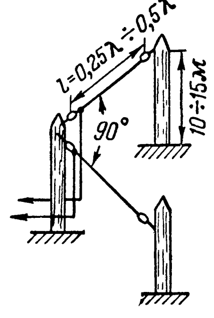


Рис. 6-41. Уголковая антенна Пистолькорса.

Для успешной работы в широком диапазоне частот необходимо, чтобы антенна относительно мало меняла свою диаграмму направленности и величину входного сопротивления при изменении длины волны. Этим свойством обладают антенны с малым волновым сопротивлением в виде вибраторов с большим диаметром. На этом принципе основана широко распространенная антенна-диполь Надененко (рис. 6-42). При диаметре излучателя $D = 0{,}03\,\lambda$ волновое сопротивление диполя близко к 300 *ом*, и антенна удовлетворительно согласуется в широком диапазоне частот с 200-омным фидером, в качестве которого обычно используется четырехпроводная линия. При этом нет надобности выполнять антенну из сплошного проводника (опыт показывает, что 6—8 проводов, натянутых по образующим цилиндра, достаточно хорошо заменяют сплошной проводник).

В диапазоне коротких волн вследствие малой длины вибраторов имеются особенно большие возможности создания направленных антенн. Наиболее простой из них является антенна с рефлектором. Антенны с рефлектором и директором получаются весьма громоздкими и используются довольно редко. При нормальных расстояниях

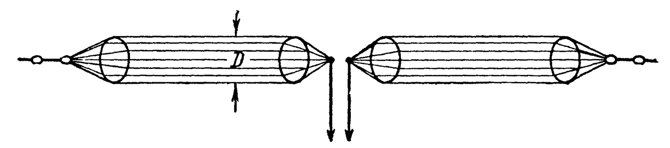


Рис. 6-42. Диполь Надененко.

между антенной и пассивным рефлектором размеры для двухвибраторной системы, показанные на рис. 6-43, вычисляются по формулам:

$$L_A = \frac{143{,}4}{f}; \qquad L_P = \frac{146{,}6}{f}; \qquad D = \frac{75}{f}. \qquad (6\text{-}20)$$

Здесь L_A, L_P и D даны в метрах, а f — в мегагерцах. Для точной коррекции настройки пассивного вибратора по предложению В. В. Татаринова часто используются реактивные шлейфы, как это и показано на рис. 6-43.

Расстояние в четверть волны между вибраторами на коротких волнах получается довольно значительным, поэтому чаще исполь-

зуются системы с уменьшенными расстояниями между вибраторами. Вследствие сильного влияния вибраторов друг на друга точные наивыгоднейшие размеры системы указать невозможно. Кроме того, они зависят от индивидуальных свойств системы: высоты подвеса над землей, свойств почвы, толщины проводов и т. п. Их находят опытным путем при регулировке антенны. При уменьшенных расстояниях возможно создание и трехвибраторных антенн. В этом случае расстояние между активным вибратором и рефлектором выбирают обычно 0,15 λ, а между активным вибратором и директором 0,1 λ. При правильной настройке такая система может дать коэффициент направленного действия 10 *дб* и ослабление в обратном направлении на 30 *дб*.

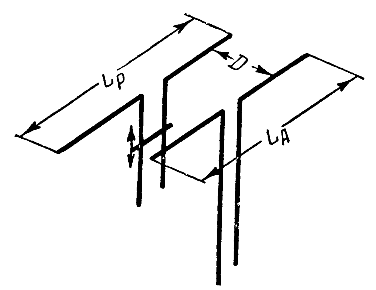
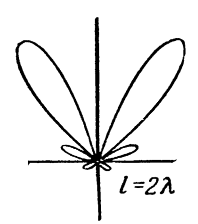


Рис. 6-43. Горизонтальный полуволновый вибратор с пассивным рефлектором.

В диапазоне коротких волн нашли распространение антенны с бегущей волной. Режим бегущей волны в проводах антенн достигается тем, что они нагружаются на конце на чисто активное сопротивление, равное их волновому сопротивлению. Диаграмма направленности провода с бегущей волной представляет собой довольно узкий лепесток (точнее тело, получающееся в результате его вращения около провода как около оси), наклоненный в направлении движения волны (рис. 6-44). Острота диаграммы и угол наклона лепестка возрастают с увеличением электрической длины провода.

Направленное действие антенн увеличивают, изготавливая их из двух (*V*-образная антенна) или четырех (ромбическая антенна) проводов, направленных под углом друг к другу так, чтобы направление лепестков их диаграмм совпадало (рис. 6-45). В качестве нагрузочного сопротивления в ромбических антеннах обычно используется линия с большим затуханием (например, из стальных проводов). Длина сторон антенн бегущей волны обычно выбирается равной (2—4) λ. Высота мачт *V*-образной антенны и угол раствора ромбической антенны должны выбираться так, чтобы главные лепестки диаграммы проводов имели нужное направление. Основное достоинство таких антенн заключается в очень широком диапазоне рабочих частот, а недостаток — в относительно больших габаритах и значительных потерях энергии в нагрузочном сопротивлении.



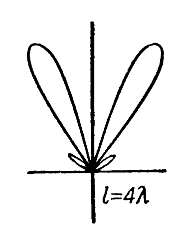


Рис. 6-44. Диаграммы направленности провода с бегущей волной.

В диапазоне коротких волн возможно использование синфазных и противофазных антенн. Эти антенны должны решать две основные

задачи: создавать излучение под низкими углами к горизонту и придавать этому излучению направленный характер в заданном направлении. Первая задача решается в синфазных антеннах путем расположения вибраторов в два, четыре и более этажей на расстоянии в полволны один над другим (рис. 6-46). Тогда в горизонтальном направле-

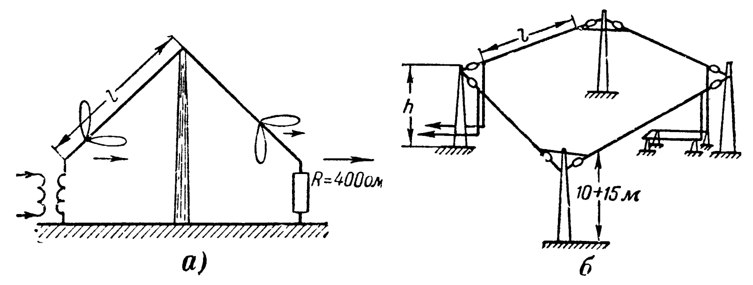


Рис. 6-45. Антенны бегущей волны.
а — V-образная антенна; *б* — ромбическая антенна.

нии излучение вибраторов складывается, а в вертикальном из-за разности хода в $\lambda/2$ уничтожается. В противофазных антеннах для получения того же эффекта нужно располагать вибраторы на одном уровне, на расстоянии в полволны один от другого (рис. 6-47). Тогда благодаря разности хода $\lambda/2$ в горизонтальном направлении волны, излученные противофазными вибраторами, будут усиливать друг друга, а в вертикальном направлении они будут взаимно уничтожаться.

Для решения второй задачи в обоих типах антенн горизонтальные ряды выполняются из синфазных вибраторов. Чем больше их в ря-

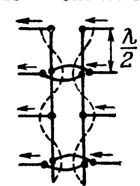


Рис. 6-46. Четырехвибраторная синфазная антенна.

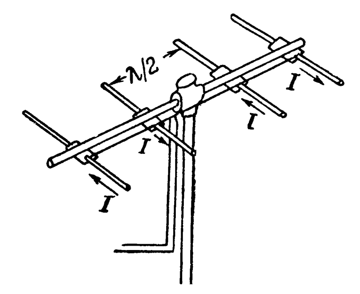


Рис. 6-47. Направленная противофазная антенна.

дах, тем более высокой направленностью в горизонтальной плоскости обладает антенна. Синфазность возбуждения вибраторов достигается тем, что они питаются от одного фидера, подключаясь к нему через интервалы в $\lambda/2$. Вибраторы через этаж соединяются с фидером перекрещивающимися перемычками.

При втором распространенном способе питания синфазных вибраторов их соединяют последовательно через неизлучающие физирующие шлейфы (рис 6-48). При этом для выполнения условия синфазного излучения достаточно, чтобы общая длина проводов вибратора

и последующего шлейфа равнялась длине волны, а длина самих вибраторов значения не имеет. Синфазные антенны обладают большим входным сопротивлением, близким к сумме сопротивлений излучения всех вибраторов; поэтому их удобно питать через высокоомные воздушные фидеры.

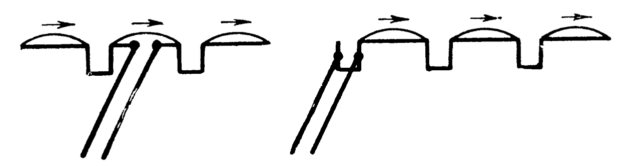


Рис. 6-48. Питание синфазных вибраторов через неизлучающие фазирующие шлейфы.

Для получения более высокой направленности и уменьшения габаритов антенн расстояние между вибраторами в противофазных антеннах обычно уменьшают до (0,15—0,1) λ. Это дает возможность также упростить систему их питания, соединяя вибраторы не через фазирующие шлейфы, а короткими перекрещивающимися перемычками (рис. 6-49).

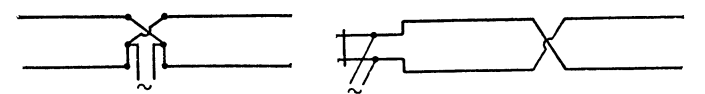


Рис. 6-49. Противофазные антенны с укороченными расстояниями между излучателями.

Из-за сильного взаимного влияния близко расположенных вибраторов точная длина их собственной волны может в сильной степени меняться, поэтому ее находят опытным путем в процессе регулировки антенны. При малом расстоянии между вибраторами их сопротивление излучения резко падает и питание от высокоомного воздушного фидера становится возможным только через согласующий трансформатор.

6-11. АНТЕННЫ УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

В диапазоне ультракоротких радиоволн используются преимущественно антенны, обладающие острой направленностью хотя бы в одной плоскости. При малой длине волны такие антенны получаются достаточно компактными, что дает возможность, не встречая больших технических трудностей, делать их вращающимися. Благодаря этому имеется возможность, получая большой выигрыш в мощности и уменьшая взаимные помехи станций, осуществлять связь по любым желаемым направлениям. В диапазоне метровых волн наиболее часто используются описанные выше многовибраторные синфазные и противофазные системы.

На волнах дециметрового и сантиметрового диапазонов для создания острой направленности широко используются *отражатели* различного типа, особенно часто применяются *параболические зеркала*, выполняемые обычно из дюралюминиевого листа.

Принцип их действия основан на известном свойстве параболических зеркал, заключающемся в том, что лучи, идущие параллельно оси зеркала, собираются в одной точке, находящейся перед ним и называемой **ф о к у с о м о т р а ж а т е л я**. Естественно, что если использовать систему в обратном порядке, т. е. поместить в фокусе F зеркала излучатель, то его лучи будут собраны отражателем в параллельный пучок (рис. 6-50). Однако это имеет место только при идеальном точечном излучателе.

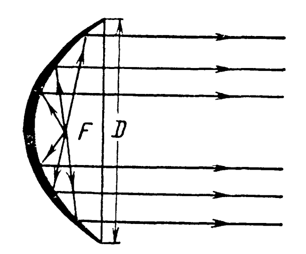


Рис. 6-50. Фокусировка параболическим отражателем излучения точечного вибратора в параллельные лучи.

Реальные излучатели обычно представляют собой полуволновые вибраторы, питаемые через коаксиальный кабель и симметрирующий четвертьволновый трансформатор, который изолирует одну из половин вибратора от внешней оплетки кабеля (рис. 6-51, *а*). Для возможно большего сужения диаграммы направленности и уничтожения ее боковых лепестков нужно, чтобы размеры отражателя (его диаметр D) были во много раз больше размеров излучателя l:

$$D \gg l = \frac{\lambda}{2}.$$

Получение узкой диаграммы направленности возможно только при изготовлении параболического зеркала с высокой степенью точности. Для уменьшения веса и сопротивления ветру часто отражатели изготовляются из металлической сетки. Ширина диаграммы направленности может быть рассчитана по формуле

$$\theta = 60\frac{\lambda}{D}. \quad (6\text{-}21)$$

Эта формула показывает, что при достаточно большом диаметре зеркала можно получить весьма узкую диаграмму направленности. Так, при $D = 20\lambda$, что вполне осуществимо на сантиметровых и даже на дециметровых волнах, ширина луча $\theta = 3°$.

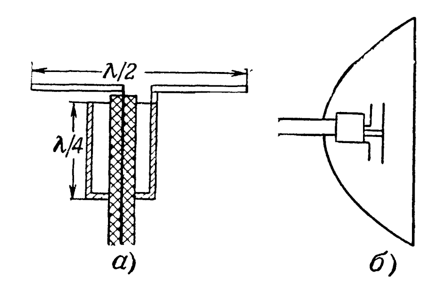


Рис. 6-51. Вибратор параболической антенны.
а — способ подключения к коаксиальному фидеру; *б* — установка вибратора с контррефлектором.

Искажения диаграммы направленности возникают также вследствие того, что не все излучение вибратора попадает на отражатель; около половины его расходится в разные стороны непосредственно от слабонаправленного вибратора. Для устранения этого недостатка впереди вибратора часто устанавливают **к о н т р р е ф л е к т о р** (рис. 6-51, *б*).

В случае металлических вибраторов, которые можно условно называть электрическими излучателями, излучение вызывается пере-

мещением электрических зарядов и их полем, направленным вдоль вибратора и изменяющимся по синусоидальному закону. Если создать устройство, в котором часть пространства, имеющая форму такого же вибратора, будет заполнена по тому же закону переменным магнитным полем, то этот «магнитный вибратор» будет создавать излучение так же, как электрический, только с заменой электрического поля на магнитное и обратно.

Примером такого устройства может служить полуволновая щель, прорезаемая в дне прямоугольного волновода параллельно его широкой стороне (рис. 6-52). В этом случае магнитные силовые линии будут направлены вдоль отверстия, так же, как электрические силовые линии направлены вдоль металлического диполя. Поэтому такой излучатель можно назвать магнитным диполем; его резонансные и излучающие свойства будут полностью совпадать со свойствами металлического диполя той же формы при замене магнитного поля на электрическое и наоборот. Например, для точной настройки в резонанс он должен быть, как и металлический вибратор, несколько укорочен. Для получения максимальной широкополосности ширину отверстия следует

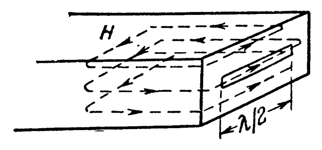
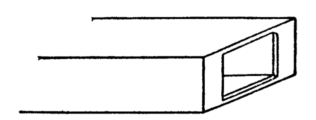


Рис. 6-52. Полуволновая щелевая антенна (магнитный вибратор).


Рис. 6-53. Настройка открытого конца волновода.

делать возможно большей (при этом требуемое укорочение увеличивается). Наилучшей широкополосностью обладает отверстие, сделанное во всю ширину волновода. Для его настройки требуется довольно значительное укорочение, т. е. частичное закрытие выхода волновода (рис. 6-53). Использовать излучение из отверстий в металлических поверхностях впервые было предложено М. С. Нейманом, который назвал их дифракционными излучателями. В настоящее время в сантиметровом диапазоне излучатели такого типа применяются весьма часто.

Из сказанного вытекает, что открытый конец волновода должен обладать малой направленностью излучения, так как он подобен линейному вибратору. Рупор, устанавливаемый часто на конце волновода, увеличивает направленность излучения (рис. 6-54, *а*). Чем шире отверстие рупора и больше его длина, тем плавнее переход от узкого волновода к открытому пространству и тем у́же его диаграмма направленности. Отверстие рупора в этом случае представляет собой систему синфазных магнитных вибраторов, вытянутых в одну линию (рис. 6-54, *б*), что по своим излучающим свойствам равноценно системе такого же числа синфазных электрических вибраторов, расположенных в перпендикулярном направлении. Поэтому рупор имеет резко выраженный максимум излучения в направлении своей оси и несколько боковых лепестков (рис. 6-54, *в*).

Для получения высокой направленности, как уже было сказано, нужно, чтобы длина рупора была много больше длины волны. Например, для получения ширины диаграммы направленности в 50°

нужно иметь рупор длиной (8—10) λ. Для сужения диаграммы направленности в 2 раза приходится длину рупора увеличивать в 5 раз. Естественно, что это технически осуществимо только на сантиметровых и миллиметровых волнах. Чем больше длина рупора, тем меньше можно сделать угол его раствора для получения заданного размера отверстия, а следовательно, и коэффициента направленности.

Рис. 6-54. Рупорная антенна.
а — конструкция; *б* — отверстие рупора как система синфазных магнитных вибраторов; *в* — диаграмма направленности.

Рупор, изображенный на рис. 6-54, *а*, называется секторным, так как расширение у него производится лишь в одном направлении. Рупоры такого типа обладают направленным действием только в одной плоскости. Для сужения диаграммы направленности в плоскости, перпендикулярной рассмотренной, нужно создать раствор рупора и в этой плоскости. Полученный таким образом пирамидальный рупор (рис. 6-55) по сути дела представляет собой многоэтажную систему синфазных магнитных вибраторов, которая обладает диаграммой направленности, суженной в двух направлениях. При использовании круглых волноводов рупор приобретает вид усеченного конуса (рис. 6-56).

В ряде случаев желательно иметь острую направленность в вертикальной плоскости с главным излучением в горизонтальном направлении (что особенно важно для получения максимальной дальности связи на УКВ) и ненаправленное излучение в горизонтальной плоскости. Эту задачу успешно решают биконические рупоры. В них два конуса (рис. 6-57, *а*) питаются от коаксиального кабеля. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости (рис. 6-57, *б*) будет тем у́же, чем больше электрическая длина рупора и меньше угол его раствора. В горизонтальной же плоскости (рис. 6-57, *в*) антенна излучает по всем направлениям одинаково. Вместо такой симметричной антенны можно применить более простую — несимметричную, в которой нижняя половина заменена проводящей плоскостью (рис. 6-57, *г*), создающей зеркальное изображение верхней половины. Такая антенна получила название дискоконусной.

Дифракционные (щелевые) антенны могут быть выполнены самым различным образом в зависимости от того, какую диаграмму направленности они должны иметь. При их построении руководствуются

теми же принципами, что и при создании металлических антенн. Необходимо только щели располагать так, чтобы магнитные силовые линии проходили вдоль них, а поверхностные токи на металлических стенках, в которых прорезаны щели, пересекали их под прямым углом.

На рис. 6-58, *а* изображена конструкция щелевой антенны из системы синфазных полуволновых щелей, прорезанных в широкой стенке волновода, закрытого на конце. Максимум излучения такой системы будет лежать в направлении перпендикуляра к широкой стенке. На рис. 6-58, *б* представлена антенна, состоящая из системы щелей, прорезанных в стенке коаксиального кабеля. Такая антенна будет иметь ненаправленное излучение в горизонтальной и направленное в вертикальной плоскости.

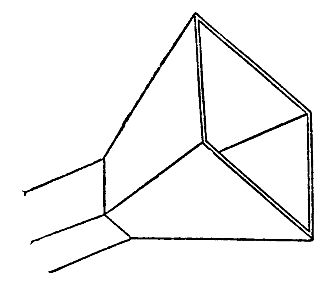


Рис. 6-55. Пирамидальный рупор.

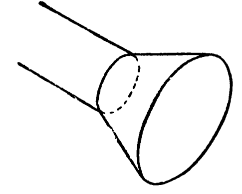


Рис. 6-56. Конический рупор.

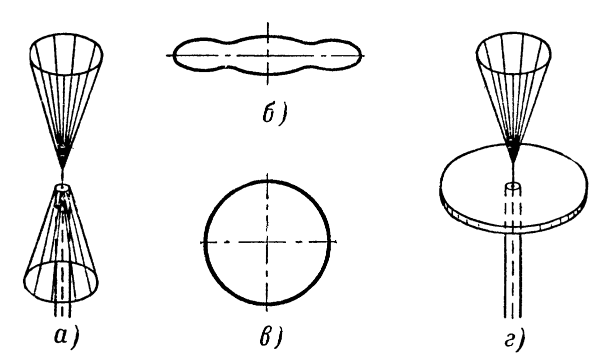


Рис. 6-57. Биконические антенны.

а — биконический рупор; *б* — диаграмма направленности в вертикальной плоскости; *в* — диаграмма направленности в горизонтальной плоскости; *г* — диско-конусная антенна.

Для возбуждения волн определенного типа в волноводе нужно создавать такую систему возбуждения, для которой свойственно излучение волн длинной структуры. Так, например, для возбуждения основной магнитной волны в прямоугольном волноводе линейный вибратор обычно располагают посредине широкой стенки волновода (рис. 6-59, *а*). Вибратор питают от коаксиального кабеля, внешнюю

оплетку которого соединяют со стенкой волновода. Позади вибратора устанавливают подвижную отражающую стенку на расстоянии, близком к четверти волны. Изменяя ее положение, можно установить

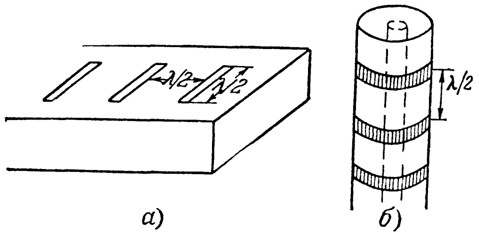
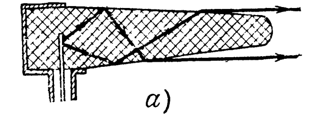


Рис. 6-58. Щелевые (дифракционные) антенны.
а — синфазная система щелей в волноводе; *б* — синфазная система щелей в коаксиальном фидере

наивыгоднейшие условия возбуждения волновода. Максимальная напряженность электрического поля создается около вибратора, и поле имеет направление вдоль его оси, что соответствует структуре волны H_{10} в волноводе. Для возбуждения основной волны в круглом волноводе возбуждающий вибратор помещают в середине торца круглого волновода (рис. 6-59, *б*).

Направленное излучение может быть создано с помощью диэлектрических антенн — стержней, в которых небольшой вибратор возбуждает электромагнитные волны (рис. 6-60, *а*). Позади вибратора устанавливается отражающая стенка. Стержень имеет переменное сечение. Электромагнитные волны, попадая на



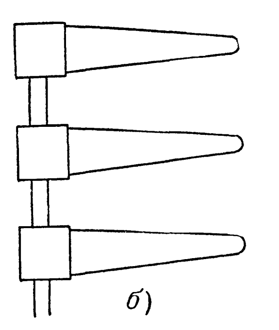


Рис. 6-60. Диэлектрические антенны.
а — конструкция излучателя, *б* — система синфазных диэлектрических излучателей.

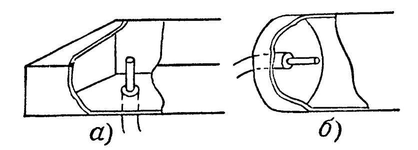


Рис. 6-59. Возбуждение электромагнитных волн в волноводах.
а — возбуждение основной магнитной волны в прямоугольном волноводе; *б* — возбуждение основной магнитной волны в круглом волноводе.

границу раздела стержень — воздух, вначале испытывают полное внутреннее отражение. По мере сужения стержня угол падения возрастает и волны начинают выходить из стержня под малыми углами к его оси. Форма стержня выбирается такой, чтобы лучи выходили из него при-

близительно под одинаковыми углами к оси, что и придает излучению антенны направленный характер. Направленное действие антенны возрастает по мере увеличения длины стержня. При длине стержня 5 λ удается получить ширину диаграммы направленности порядка 30°. Чтобы получить более острую диаграмму направленности, составляют из нескольких стержней систему синфазных излучателей (рис. 6-60, *б*).

Для получения очень острых диаграмм направленности в настоящее время используют металлические линзовые антенны. Принцип их действия основан на эффекте увеличения фазовой скорости распространения электромагнитных волн между металлическими поверхностями. Линза составляется из некоторого количества параллельных металлических пластин специальной формы, которые ставятся на выходе рупора, направляющего все излучение возбуждающего вибратора в одну сторону (рис. 6-61). Сферическая волна излучателя, проходя через линзу, превращается в плоскую. Это достигается тем, что боковые лучи *1* проходят между металлическими пластинами больший путь, чем лучи *2*, имеющие направление, близкое к оси. Форма пластин подбирается такой, что все лучи, вышедшие в один и тот же момент времени под разными углами из излучателя, выходят из линзы одновременно. При этом поверхность равных фаз, т. е. фронт волны, становится плоской и диаграмма приобретает вид острого луча. Практически выполнимы линзы, создающие диаграмму направленности шириной, измеряемой в минутах. Подобные устройства особенно выгодны для таких стационарных линий связи, как радиорелейные линии.

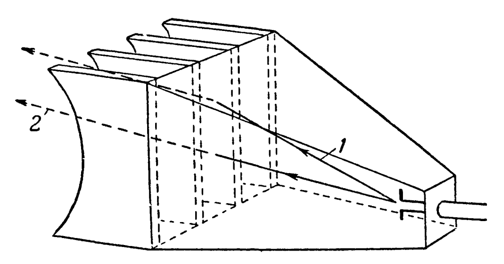


Рис. 6-61. Металлическая линзовая антенна.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

7-1. СВОЙСТВА АТМОСФЕРЫ И ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ, ВЛИЯЮЩИЕ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Представим себе, что в неограниченном свободном пространстве (т. е. в среде, для которой удельная проводимость $\sigma = 0$, относительная магнитная проницаемость $\mu = 1$ и относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 1$) расположено устройство, излучающее радиоволны равномерно по всем направлениям. Такое устройство

называют изотропным излучателем. Пусть мощность его излучения равна P_Σ.

Воздействие радиоволн на приемное устройство, находящееся на некотором расстоянии от излучателя, удобно оценивать величиной напряженности электрического поля E, которую имеют радиоволны в пункте приема. Напряженность поля обратно пропорциональна расстоянию r между излучателем и приемным устройством В случае изотропного излучателя напряженность поля вычисляется из соотношения

$$E \approx 5{,}5 \frac{\sqrt{P_\Sigma}}{r}. \tag{7-1}$$

Здесь E — действующее значение напряженности электрического поля волн, выражаемое в вольтах на метр (*в/м*); P_Σ — мощность излучения в ваттах; r — расстояние в метрах. На значительных расстояниях от излучателя поле получается слабым и его напряженность удобнее выражать в микровольтах на метр (*мкв/м*).

В качестве примера определим напряженность поля изотропного излучателя при мощности излучения 10 *квт* на расстоянии 5 000 *км* в свободном пространстве:

$$E \approx 5{,}5 \frac{\sqrt{10^4}}{5 \cdot 10^3 \cdot 10^3} = 1{,}1 \cdot 10^{-4} \text{ в/м} = 110 \text{ мкв/м}.$$

Чтобы оценить эту напряженность поля с точки зрения возможностей радиоприема, нужно, строго говоря, сопоставить ее с напряженностью поля помех в том же пункте приема. Практически можно указать, что радиослушатели ведут прием художественного вещания при напряженностях поля в сотни и тысячи микровольт на метр, тогда как для радиоприема в профессиональной связи иногда удовлетворительной оказывается напряженность поля в единицы и десятки микровольт на метр.

Но создать строго изотропное излучение радиоволн практически невозможно, да и не нужно. Реальные антенны имеют направленное излучение; оно характеризуется коэффициентом направленного действия D, который показывает, во сколько раз поток мощности в направлении максимального излучения больше, чем средний поток мощности. Для свободного пространства напряженность поля в направлении максимального излучения реальной антенны

$$E \approx 5{,}5 \frac{\sqrt{P_\Sigma D}}{r}. \tag{7-2}$$

Следовательно, эффект направленности излучения антенны равноценен увеличению мощности излучения в D раз, т. е. благоприятен для связи по направлению максимального излучения.

Если излучатель находится над идеально проводящей плоскостью (в свободном «полупространстве»), то волны, падающие на эту плоскость, отражаются в верхнее полупространство и мощность распространяющихся волн удваивается. В этих идеальных условиях напряженность

$$E \approx 5{,}5 \frac{\sqrt{2P_\Sigma D}}{r} \approx 7{,}75 \frac{\sqrt{P_\Sigma D}}{r}. \tag{7-3}$$

Все три приведенные формулы называются **формулами идеальной радиопередачи**. Характерно то, что в этих условиях напряженность поля не зависит от длины волны! Однако нам уже известно, что сопротивление излучения при данной длине антенны уменьшается с удлинением волны. Следовательно, и мощность излучения зависит от длины волны.

От длины волны зависят не только условия излучения, но и условия распространения радиоволн. Во-первых, при наземной радиосвязи распространение радиоволн происходит в земной атмосфере, свойства которой могут существенно отличаться от свойств свободного пространства. Во-вторых, радиоволны распространяются над земной поверхностью, которая не является плоской и не обладает идеальной проводимостью. И атмосфера, и земная поверхность оказывают большое влияние на законы распространения радиоволн и создают сложную зависимость напряженности поля от длины волны в пунктах приема. Следовательно, даже при заданных величинах мощности излучения и коэффициента направленности антенны напряженность поля в каком-то пункте будет для волн разной длины существенно различной. Разделение радиоволн на диапазоны в значительной мере определяется особенностями их распространения. Более того, особенности распространения радиоволн разных диапазонов учитываются при выборе назначений или областей применения этих диапазонов.

Таблица 7-1

Наименование диапазона радиоволн	Границы диапазона волны	Границы диапазона частот	Основные области применений
Сверхдлинные	10—100 *км*	30—3 *кгц*	Радионавигация, радиосвязь
Длинные	1—10 *км*	300—30 *кгц*	Радиосвязь, радиовещание
Средние	100—1 000 *м*	3—0,3 *Мгц*	Радиовещание, радиосвязь
Короткие	10—100 *м*	30—3 *Мгц*	Радиосвязь, радиовещание
Метровые	1—10 *м*	300—30 *Мгц*	Радиосвязь, телевидение
Дециметровые	1—10 *дм*	3—0,3 *Ггц*	Радиолокация, радиорелейная связь, радионавигация, телевидение
Сантиметровые	1—10 *см*	30—3 *Ггц*	Радиолокация, радиорелейная связь
Миллиметровые	1—10 *мм*	300—30 *Ггц*	Специальные применения
Субмиллиметровые	0,1—1 *мм*	3 000—300 *Ггц*	Освоение для специальных применений

Разделение всей шкалы радиочастот (радиоволн) на диапазоны и наиболее характерные области применения их показаны в табл. 7-1.

Следует отметить, что до сих пор метровые, дециметровые и сантиметровые волны объединяются названием «ультракороткие» волны («сверхвысокие» частоты); однако различия в свойствах распространения и особенно в конструкциях аппаратуры этих трех диапазонов, а также начало практических применений миллиметровых и субмиллиметровых волн делают объединяющее наименование «ультракороткие» волны менее употребительным.

Специально для радиолюбительской связи и экспериментов радиолюбителей отведены следующие участки в диапазонах коротких, метровых и дециметровых волн: 3,5—3,65 *Мгц*, 7—7,1 *Мгц*, 14—14,35 *Мгц*, 21—21,45 *Мгц*, 28—29,7 *Мгц*, 144—146 *Мгц*, 430—440 *Мгц*. Полезно запомнить, что 1 гигагерц (*Ггц*) $= 10^3$ мегагерц (*Мгц*) $= 10^6$ килогерц (*кгц*) $= 10^9$ герц (*гц*).

Для того чтобы описать влияние земной поверхности и земной атмосферы на распространение радиоволн, рассмотрим сперва свойства земли и атмосферы.

Земля является почти шарообразным телом с радиусом приблизительно 6 400 *км*. Длина большого круга составляет, следовательно, около 40 000 *км*. Поэтому земную поверхность нельзя считать плоской даже для двух точек, находящихся друг от друга на расстоянии в несколько десятков километров. Если, например, точки A и B находятся на расстоянии 250 *км* (рис. 7-1), то высота h выпуклости, их разделяющей, будет больше 1 *км* и волны из одной точки в другую распространяться прямолинейно не смогут. Связь между пунктами, закрытыми друг от друга выпуклостью Земли (а также наземными преградами в виде гор, холмов и др.), возможна при выполнении одного из следующих условий: либо направления (лучи) распространения волн должны быть криволинейными (огибающими выпуклость), либо излучающие и принимающие антенны должны быть подняты достаточно высоко, чтобы обеспечить «прямую видимость», либо, наконец, между корреспондентами должны быть установлены промежуточные станции, способные принимать и переизлучать (ретранслировать) радиосигналы.

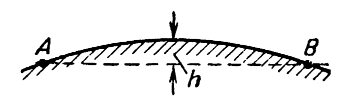


Рис. 7-1. Выпуклость земной поверхности.

Волны, распространяющиеся вдоль поверхности Земли и огибающие ее выпуклость, называют **поверхностными** (или **земными**) волнами. На своем пути поверхностные волны встречают неровности, о влиянии которых можно судить, сопоставляя высоту преграды с длиной волны. Например, для длинных волн все виды неровностей земной поверхности (за исключением гор) меньше, чем длина волны, и не составляют преграды. В дециметровом же или сантиметровом диапазонах даже мелкая растительность на земле или небольшое волнение на морской поверхности способны препятствовать распространению радиоволн. Особенно сложны условия распространения поверхностных волн в городе, где здания создают многократные отражения.

Наконец, влияние на процесс распространения радиоволн оказывают электрические свойства почвы, в особенности вокруг пунктов расположения передающей и принимающей установок. Мы знаем, что если бы поверхностный слой был идеальным проводником (удельная проводимость $\sigma = \infty$), то он препятствовал бы проникновению

радиоволн в почву, и потери в земле отсутствовали бы. К таким идеальным свойствам ближе всего подходят свойства морской воды, над которой условия распространения поверхностных волн наиболее благоприятны. Влажная почва выгоднее, нежели сухая, которая для длинных и тем более для коротких волн обладает свойствами диэлектрика, создающего потери на токи смещения.

Земная атмосфера простирается до высот более тысячи километров. Непосредственно у поверхности Земли находится слой атмосферы, называемый тропосферой. Это — воздух, в составе которого имеется (по объему) 78% азота и 21% кислорода. В самых нижних слоях воздуха присутствуют водяные пары, содержание которых резко колеблется с изменением метеорологических условий и зависит от «подстилающей» поверхности (суша или вода).

Свойства и состояние тропосферы характеризуются тремя величинами: давлением воздуха, его температурой и влажностью. Нормально все эти три показателя уменьшаются по мере подъема над земной поверхностью. Верхняя граница тропосферы определяется по прекращению падения температуры с высотой (на уровне приблизительно 60—70° С ниже нуля). Эта граница может иметь высоту от 9 *км* (в полярных областях) до 17 *км* (над тропическим поясом).

Но встречаются и такие области (слои) тропосферы, в которых температура с высотой увеличивается. Это называется температурной инверсией и происходит в результате метеорологических явлений. Точно так же могут наблюдаться случаи увеличенной влажности в более высоких слоях тропосферы по сравнению со слоями, прилегающими к почве. Эти свойства тропосферы имеют известное влияние на распространение радиоволн, создавая их преломление и отражение.

В тропосфере наряду с направленными движениями воздуха (ветрами) существуют также беспорядочные вихревые движения воздуха. Эти вихри создают в некоторых областях тропосферы местные неоднородности давления, влажности и температуры, также способные влиять на распространение радиоволн.

Слой воздуха, лежащий выше тропосферы — приблизительно до 90 *км*, состоит тоже из молекул азота (N_2) и кислорода (O_2), перемешиваемых горизонтальными и вертикальными движениями газов. На высотах, превосходящих 90 *км*, происходит расщепление молекул кислорода и азота на атомы и расслоение этих газов. Более легкий одноатомный азот (N) становится основным газом на высотах в 300 *км* и более. Разумеется, плотность атмосферы, т. е. число частиц газа в единице объема, на таких высотах в миллиарды раз меньше, чем в тропосфере.

На высоте начиная от 60 *км* над земной поверхностью и более газы под действием ультрафиолетовых и рентгеновских лучей Солнца подвергаются ионизации: нейтральные молекулы и атомы кислорода или азота расщепляются на положительно заряженные ионы и свободные электроны. Это очень существенно для распространения радиоволн, переменное электромагнитное поле которых способно приводить в движение свободные электроны и взаимодействовать с полем электронов.

Степень ионизации, т. е. число свободных электронов в единице объема (в 1 $м^3$), на разных высотах различна. Казалось бы, что максимум ионизации должен быть около верхней границы атмосферы. Но там плотность газа столь мала, что число электронов даже в слу-

чае расщепления всех атомов будет относительно небольшим. Наибольшая плотность газа наблюдается у земной поверхности, но сюда ультрафиолетовые и рентгеновские лучи доходят сквозь толщу атмосферы резко ослабленными. Значит, максимум ионизации следует ожидать на некоторых промежуточных высотах. Это и наблюдается в действительности, а потому слои атмосферы, лежащие на высотах от 60 до 300—400 *км* над Землей, называются ионосферой, а на бо́льших высотах расположена внешняя атмосфера (экзосфера).

Практически обнаруживается не один, а несколько максимумов ионизации, или, как принято говорить, несколько слоев ионосферы (скачков ионизации). Это получается, с одной сто-

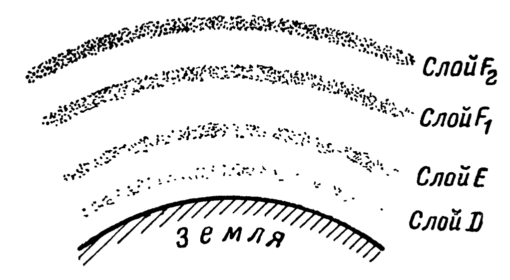


Рис. 7-2. Четыре ионизированных слоя атмосферы.

роны, благодаря различной активности воздействия ультрафиолетовых и рентгеновских лучей, а с другой стороны, благодаря расслоенному строению атмосферы. Кроме того, ионизация может вызываться ударами материальных частиц, посылаемых Солнцем, о молекулы атмосферного газа.

Днем, при воздействии солнечных лучей, в атмосфере образуются четыре максимума ионизации, которые называются слоями D, E, F_1 и F_2, как условно показано на рис. 7-2. Последние два слоя рассматриваются как один слой F.

Степень ионизации перечисленных слоев различна и непостоянна. Самая нижняя ионизированная область — слой D располагается на высотах от 60 до 90 *км*. Этот слой образуется только в дневные часы под действием солнечных лучей, достигая степени ионизации до 10^3 млн электронов в кубическом метре. В ночные часы слой D полностью исчезает, так как при отсутствии ионизирующих лучей происходит воссоединение (рекомбинация) электронов с ионами под действием сил притяжения разноименных зарядов и образуются нейтральные молекулы газа.

Следующая область ионосферы — слой E имеет максимум ионизации на высоте около 120 *км*. В дневные часы степень ионизации этого слоя имеет значение до 10^5, а в ночные — не более 10^4 млн. электронов в кубическом метре. Слой E характерен также наличием в нем ветров и течений, которые создают завихрения и образуют неоднородности степени ионизации. В том же слое по случайным законам возникают неоднородности, создаваемые попадающими сюда сравнительно крупными космическими материальными частицами (метеорами). Нагреваясь при столкновениях с молекулами газа, частица испаряется, создавая свечение и оставляя за собой ионизированный

«след», который рассеивается затем в течение нескольких секунд. Все эти неоднородности ионизации наблюдаются преимущественно на высотах 90—100 *км*.

Верхняя область ионосферы, называемая слоем F, занимает высоты от 180 до 400 *км*. Замечательно следующее: в дневные часы летних месяцев область F распадается на два слоя — более низкий F_1 и более высокий F_2. В остальное время суток и года остается только слой F_2, представляющий собой наиболее устойчивую область ионосферы.

В летние дневные часы степень ионизации слоя F_1 достигает (на высоте 180—240 *км*) примерно $5 \cdot 10^5$ млн. электронов в кубическом метре, т. е. больше, чем для слоя E. В остальное время слой F_1

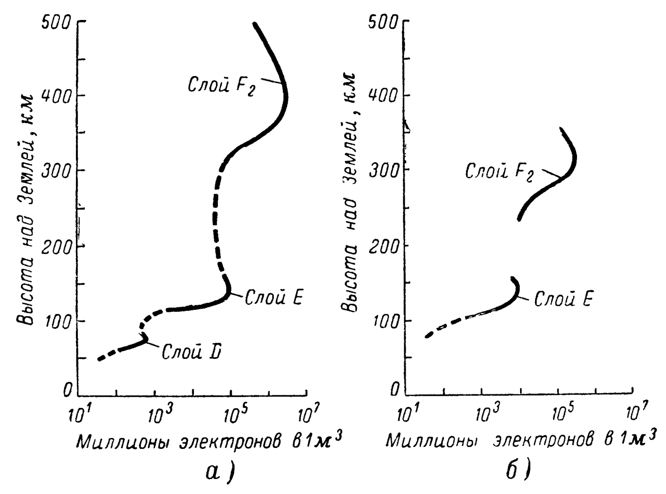


Рис. 7-3. Распределение степени ионизации в атмосфере.
а — зимний день; *б* — ночные часы.

не существует. Что касается слоя F_2, то степень его ионизации достигает очень большого значения — до $2 \cdot 10^6$ млн. электронов в кубическом метре. Этот максимум в отличие от всех других слоев наблюдается в дневные часы зимних месяцев. В ночные же часы ионизация слоя F_2 снижается до $3 \cdot 10^5$ млн. электронов в кубическом метре. Высота слоя F_2 составляет 300—350 *км*. Впрочем, выше этого слоя степень ионизации убывает медленно. На рис. 7-3 представлены зависимости высоты слоев от степени ионизации для зимних дневных часов и для ночного времени. Степень ионизации дана в логарифмическом масштабе. Эти графики иллюстрируют те свойства слоев ионосферы, о которых указано выше.

Наличие ионосферы влияет на распространение радиоволн некоторых диапазонов, создавая отражение и преломление. Еще раз подчеркиваем, что наибольшая ионизация свойственна слою F_2.

Кроме часов суток и времени года, степень ионизации зависит от солнечной активности, которая имеет 11-летнюю периодичность. Последний максимум солнечной активности наблюдался в 1957—1958 гг. Повышенная солнечная активность не только увеличивает

уровни ионизации атмосферы, но усиливает в ней вероятность так называемых ионосферных возмущений.

Ионосферным возмущением называется нарушение закономерного хода степени ионизации. Возмущения бывают результатом вспышек солнечной активности, сопровождающихся извержением больших потоков материальных частиц. Эти заряженные частицы при взаимодействии с магнитным полем Земли устремляются к ее полюсам и нарушают закономерный ход ионизации. Ионосферные возмущения сопровождаются обычно полярными сияниями, магнитными бурями (т. е. резкими изменениями напряженности земного магнитного поля) и как следствие магнитных бурь токами в земной коре и в проводах связи. Все эти явления, неблагоприятные для проводной связи и радиосвязи, наблюдаются преимущественно в полярных зонах Земли.

7-2. УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ И ИОНОСФЕРЫ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Электромагнитные волны обладают свойством огибать преграды. Это свойство (дифракция — огибание) изучается в физике применительно к волнам светового диапазона. Но чем длиннее волна, тем более крупные преграды она способна огибать. Радиоволны длиннее световых, а потому их дифракция проявляется сильнее и позволяет иногда получить связь между пунктами, разделенными преградой. Выпуклость земного шара оказывается столь большой преградой, что только длинные волны способны ее огибать, направляя частично лучи вдоль земной поверхности.

Чем короче волны, тем слабее проявляется ими свойство огибания преград. Но даже и на сверхдлинных волнах и при наибольших мыслимых величинах мощности излучения дальность дифракционного распространения не могла бы превысить 3 000—4 000 *км*. Более полное объяснение фактов огибания Земли радиоволнами мы получим, учтя роль атмосферы.

Земные волны распространяются на границе воздуха и земной поверхности. Поле радиоволн перемещается частично в земле и создает в ней токи проводимости и смещения, расходуя энергию на нагрев почвы. Если бы земная поверхность была идеальным проводником, то вдоль нее могли бы распространяться без потерь радиоволны с вертикальной поляризацией (с вертикальным направлением электрического поля); горизонтальное электрическое поле создавало бы бесконечно большой ток проводимости в поверхностном слое проводника. Для распространения поверхностных волн над реальной почвой также выгодна вертикальная их поляризация; однако вследствие того, что часть энергии радиоволн расходуется в почве, луч поверхностной волны приобретает наклон внутрь Земли; вместе с тем и напряженность электрического поля E, вектор которой всегда перпендикулярен лучу, оказывается наклонной в сторону движения волн и может быть разложена на вертикальную составляющую $E_в$ и горизонтальную составляющую $E_г$ (рис. 7-4). Чем хуже электрические параметры почвы (меньшая проводимость и большая диэлектрическая проницаемость) и чем короче волна, тем больше угол наклона α электрического поля и тем больше потери в почве. Дальние связи земными лучами практически осуществимы лишь на длинных волнах; особенно благоприятна для таких связей океанская поверхность.

Обратимся к процессам в ионизированном газе при прохождении в нем радиоволн. Поперечное электрическое поле радиоволн (поле, перпендикулярное лучу) приводит в движение свободные электроны ионосферы. Электромагнитное поле движущихся зарядов электронов взаимодействует с полем радиоволн и изменяет направление их лучей. В физике такое изменение направления лучей называется преломлением. Коэффициент преломления при переходе луча из нейтрального слоя в ионизированный определяется известным из физики соотношением

$$n = \frac{\sin \delta_1}{\sin \delta_2},$$

где δ_1 — угол падения, а δ_2 — угол преломления (рис. 7-5), составляемые соответственно падающим и преломленным лучами с перпендикуляром к поверхности раздела слоев.

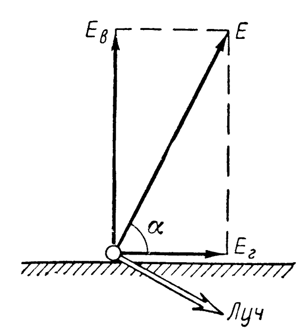


Рис. 7-4. Наклон электрического поля над реальной почвой.

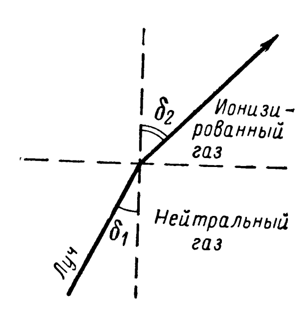


Рис. 7-5. Закон преломления радиоволн.

Коэффициент преломления радиоволн пропорционален квадратному корню из отношения диэлектрических проницаемостей второго и первого слоев; если учесть, что для нейтрального газа проницаемость равна единице, то мы можем написать:

$$n = \frac{\sin \delta_1}{\sin \delta_2} = \sqrt{\varepsilon_{и.г}}, \tag{7-4}$$

где $\varepsilon_{и.г}$ — относительная диэлектрическая проницаемость ионизированного газа.

Если $\varepsilon_{и.г} < 1$, то $\delta_2 > \delta_1$, а это означает, что в ионизированном слое лучи радиоволн пойдут более полого, нежели в нижних слоях атмосферы.

Если пренебречь столкновениями электронов, приводимых в движение радиоволнами, с молекулами газа, то можно утверждать следующее: чем выше степень ионизации (число свободных электронов N в единице объема) и чем ниже частота f радиоволн (т. е. чем больше время пробега электрона в одном поперечном направлении), тем сильнее воздействие полей электронов на поле волн, т. е. тем ниже проницаемость ионосферы:

$$\varepsilon_{и.г} \approx 1 - 81 \frac{N}{f^2}. \tag{7-5}$$

Объединяя формулы (7-4) и (7-5), напишем выражение для коэффициента преломления радиоволн:

$$n = \frac{\sin \delta_1}{\sin \delta_2} \approx \sqrt{1 - 81\frac{N}{f^2}}. \qquad (7\text{-}6)$$

Этой формулой мы будем широко пользоваться для анализа процессов распространения волн в ионосфере. Сейчас отметим лишь важнейшие практические следствия этой формулы.

Если ионизация исчезает вследствие рекомбинации электронов с ионами ($N \to 0$), то и преломление прекращается. Длинные волны (малые частоты f) преломляются сильнее, чем короткие, а для ультракоротких волн (очень высоких частот f) преломление вообще отсутствует даже при наибольшей практически наблюдаемой степени ионизации. Наконец, при некотором значении угла падения δ_1 (при достаточно пологом падении радиоволн на границу раздела слоев) угол преломления δ_2 должен был бы стать равным 90°; это означает, что луч, начиная с этого угла δ_1, уже не входит в ионизированную среду, а при более пологом падении полностью отражается вниз к Земле.

Подводя итог сказанному, мы можем утверждать, что чем длиннее волны и чем выше степень ионизации слоя, тем сильнее преломление и тем круче угол падения, при котором волны отражаются к Земле.

Если взять случай вертикального падения волн на ионизированный слой ($\delta_1 = 0$), то формула (7-6) получит следующий вид:

$$0 = \sqrt{1 - 81\frac{N}{f^2}}. \qquad (7\text{-}7)$$

Значение частоты f, удовлетворяющее этому условию, называется критической частотой ионизированного слоя $f_{кр}$. Легко найти значение этой частоты из формулы (7-7):

$$f_{кр} = \sqrt{81N}. \qquad (7\text{-}8)$$

Следовательно, вместо числа электронов в кубическом метре можно указывать критическую частоту $f_{кр}$ в качестве характеристики ионизированного слоя.

Критические частоты слоев ионосферы измеряются практически с помощью ионосферных станций. В составе станции имеются передатчик с антенной вертикального излучения и приемник для приема отраженных волн. Передатчик перестраивается по диапазону, а настройка приемника следует за настройкой передатчика. Если на какой-то частоте при изменении в сторону повышения прием отраженных волн прекратился, то именно эта частота и является критической частотой отражающего слоя.

Обычно передатчики ионосферных станций излучают радиоимпульсы, т. е. короткие «отрывки» колебаний. Если отметить время посылки импульса и время его приема после отражения, то можно определить и высоту отражающего слоя, учтя, что волны проходят путь в прямом и обратном направлениях:

$$H = \frac{c\Delta t}{2}, \qquad (7\text{-}9)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ *м/сек* — скорость распространения радиоволн, а Δt — время между посылкой и приемом импульса.

Реальный слой ионосферы имеет, конечно, неравномерную степень ионизации, как это и было показано на рис. 7-3. Степень ионизации слоя с высотой возрастает, достигает максимума и затем постепенно уменьшается. Можно представить себе, что ионизация слоя возрастает скачками (рис. 7-6), так что $\varepsilon_0 > \varepsilon_1 > \varepsilon_2 > \varepsilon_3$. Луч будет испытывать постепенное преломление, становясь все более и более пологим, и, наконец, подойдет к очередному скачку ионизации (ε_3) под углом падения, способным дать отражение луча к Земле. Испытывая обратное преломление, луч вернется к Земле под тем же углом θ, под которым был излучен. Вполне понятно, что поворот луча к Земле совершается до прохождения максимальной концентрации электронов данного слоя. Если же ионизация недостаточна для поворота луча, то он проходит в космическое пространство, испытывая некоторый излом пути в ионосфере.

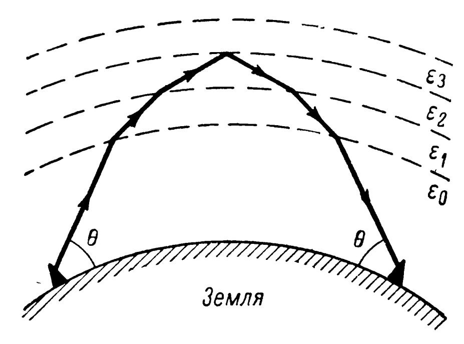


Рис. 7-6. Схема поворота луча к Земле

На рис. 7-7 показаны наиболее характерные случаи распространения длинных (низкая радиочастота), коротких (высокая радиочастота) и ультракоротких (сверхвысокая радиочастота) радиоволн в ионосфере. Читателю предлагается сопоставить эти рисунки с формулой (7-6).



Рис. 7-7. Характерные примеры прохождения длинных, коротких и ультракоротких волн в ионосфере.

В заключение укажем, что при колебаниях, вызываемых проходящими радиоволнами, электроны в ионосфере сталкиваются с молекулами газа, расходуя на нагревание газа часть энергии радиоволн. Это поглощение энергии является вредным свойством ионосферы, так как оно ослабляет напряженность поля радиоволн. Характерно следующее: поглощение тем сильнее, чем больше не только степень ионизации, но и чем больше плотность газа, так как с увеличением плотности возрастает число соударений электронов с молекулами за секунду. Поэтому слой E (и даже слой D), имея меньшую концентрацию

электронов N, нежели слой F, но находясь под бо́льшим давлением, поглощает энергию радиоволн сильнее. Обычно слой F оказывается отражающим, а слои E и D — поглощающими.

Волны, которые после отражения в ионосфере возвращаются к Земле, будем называть пространственными или ионосферными волнами.

7-3. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ДЛИННЫХ ВОЛН

Сверхдлинные и длинные волны ($\lambda > 1\,000$ *м*, $f < 3 \cdot 10^5$ *гц*) обладают, как нам известно, наибольшей способностью огибать выпуклость земного шара. Однако практическая возможность держать на этих волнах связь даже с антиподом (на 20 000 *км*) не может быть объяснена только дифракцией. Условия их распространения оказываются благоприятными благодаря наличию ионосферы.

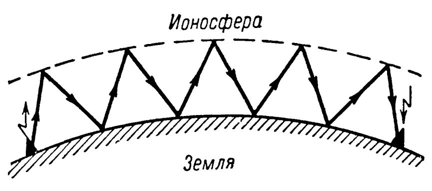


Рис. 7-8. Распространение длинных волн с многократным отражением.

Не только слой E, но в дневные часы даже слой D имеют такую степень ионизации, при которой длинные волны способны отражаться при любом угле падения, в том числе и при вертикальном падении. Действительно, если взять даже самую высокую из частот длинноволнового диапазона ($f = 3 \cdot 10^5$ *гц*) и подставить ее значение в формулу (7-8), мы получим концентрацию электронов, необходимую для вертикального отражения этой волны:

$$N = \frac{f^2}{81} = \frac{9 \cdot 10^{10}}{81} \approx 10^3 \text{ млн. электронов в кубическом метре.}$$

Мы знаем, что эта цифра соответствует дневной ионизации слоя D и на два порядка ниже дневной ионизации слоя E. Значит, длинные волны отражаются от нижних слоев ионосферы при любых углах падения.

Воды океанов и морей и даже влажная почва оказываются для длинных волн почти проводником, т. е. тоже отражают их при любом угле падения. Поэтому физическую картину распространения длинных волн следует представить как ряд поочередных отражений от нижней границы ионосферы и от земной поверхности. Такой процесс похож на распространение волн в гигантском волноводе (или даже в коаксиальной системе), стенками которого служат ионосфера и земная поверхность (рис. 7-8). Именно такое «волноводное» распространение и позволяет объяснить факты поддержания регулярной длинноволновой радиосвязи на такие расстояния, на которых только лишь путем дифракции (огибания) выпуклости Земли получить удовлетворительный прием сигналов оказалось бы невозможным.

На сверхдлинных и длинных волнах осуществима связь с антиподом. Схема распространения радиоволн к антиподу изображена на рис. 7-9. Здесь длинноволновая антенна A излучает волны во всех направлениях. Отражаясь от ионосферы и Земли многократно, эти волны огибают земной шар и сходятся у антипода. Можно было бы

ожидать, что в этой конечной точке суммарное поле сходящихся волн резко усилится В действительности «эффект антипода», т. е. некоторое увеличение напряженности поля, здесь наблюдается. Но этот эффект не очень ярко выражен, так как при многократных отражениях от ионосферы и земной поверхности теряется значительная часть энергии длинных волн. Потери происходят и в слабо ионизированном газе, лежащем ниже ионосферы.

Выгодными свойствами длинноволновой радиосвязи и радиовещания на длинных волнах являются сравнительное постоянство величины напряженности поля в пункте приема в течение суток, года и 11-летнего периода, а также отсутствие влияния ионосферных возмущений. Это объясняется устойчивым существованием слоя Е, выше которого (в область ионосферных возмущений) длинные волны не заходят.

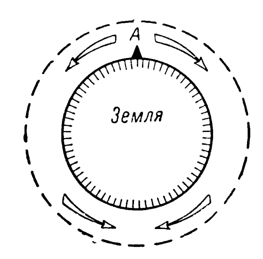


Рис. 7-9. Распространение длинных волн и эффект антипода.

Однако значительное поглощение этих волн приводит к необходимости строить для них очень мощные передатчики (сотни и даже тысячи киловатт мощности в антенне). Серьезным недостатком длинноволновой связи оказывается сильное воздействие на приемники помех, создаемых разрядами атмосферного электричества, так как эти разряды порождают главным образом длинноволновые колебания. Наконец, полоса пропускания длинноволновых линий радиосвязи очень мала (из-за низкой несущей частоты); на волнах длиннее 2 000 *м* вследствие этого радиотелефония совсем не применяется.

7-4. РАСПРОСТРАНЕНИЕ СРЕДНИХ ВОЛН

Диапазон средних волн (1 000—100 *м*) издавна применяется для радиовещания и для связей торговых кораблей многих стран. Характер распространения этих волн уже не будет только волноводным: ведь для отражения их степень ионизации слоя Е не всегда достаточна, а ионизация слоя D вовсе недостаточна. Действительно, подставив в формулу (7-10) крайнее значение частоты средних волн ($f = 3 \cdot 10^6$ *гц*) найдем необходимую степень ионизации для их отражения при любом угле падения:

$$N = \frac{f^2}{81} = \frac{9 \cdot 10^{12}}{81} \approx 10^5 \text{ млн. электронов в кубическом метре.}$$

Эта концентрация электронов свойственна слою Е только в дневные часы. В ночные же часы отражение возможно лишь при наклонном падении средних волн на слой Е.

Замечательно следующее. в дневные часы энергия средних волн очень сильно поглощается слоем D, сквозь который волны проходят дважды — при подходе к слою Е и при отражении от него. Ночью же слой D отсутствует и волны в нем не поглощаются. Поэтому в дневные часы средние волны практически могут распространяться только как поверхностные (земные), а ночью на более значительных расстояниях от передатчика можно принимать ионосферные средние волны. Увеличение дальности действия средневолновых радиостанций в ноч-

ные часы очень выгодно для радиовещания. Для связи же на средних волнах требуется круглосуточное прохождение сигналов, и это достигается только при приеме земных волн.

Участие ионосферы в распространении средних волн в ночное время сопровождается некоторыми особенностями.

Первой из таких особенностей следует считать замирания (резкие уменьшения) силы приема. Положим, что в пункте *A* (рис. 7-10) работает передатчик, а в пункте *B* ведется прием. Если днем в пункт *B* доходят земные (и только земные!) волны, то ночью туда же могут попадать и волны, отраженные ионосферой. Тогда в пункте приема поле становится результатом интерференции (взаимодействия) земных и ионосферных волн. При совпадении фаз этих волн результирующее поле усиливается, а при противофазности ослабляется (замирает). Но степень ионизации отражающего слоя и, следовательно, глубина проникновения в него радиоволн не остаются постоянными; они изменяются по случайному закону (подвергаются флуктуациям) вследствие непостоянства ионизирующего излучения Солнца и наличия воздушных течений. В результате этого изменяется длина пути пространственных волн, а значит, и фазовый сдвиг между земной и пространственной волнами. Чем короче волна, тем чаще изменения фазовых соотношений при флуктуациях длины пути пространственных волн от передатчика до пункта приема. Возможны замирания и в той зоне, куда земные волны уже не доходят и где взаимодействуют пространственные волны, доходящие разными путями. Но такие замирания чаще наблюдаются на коротких волнах.

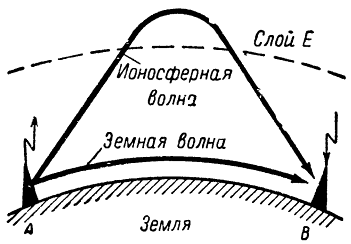


Рис. 7-10. Происхождение замирания на средних волнах.

Замирания носят беспорядочный характер. Они ухудшают качество приема радиовещания. Поэтому передающие радиовещательные антенны средних волн выгодно строить с характеристиками направленности, дающими максимум излучения вдоль земли и потому обеспечивающими работу преимущественно поверхностными волнами. Такие антенны называют «антифединговыми», так как по-английски замирание называется «фединг».

Вторым неизбежным следствием влияния ионосферы на распространение средних волн оказываются колебания силы приема в течение суток. На очень близких расстояниях от передатчика, где основным оказывается поле земных волн, сила приема в течение суток практически не меняется. На средних расстояниях, куда земные волны доходят с большим ослаблением, днем прием может быть плохой, а ночью, когда главенствует поле ионосферных волн, он улучшается, но сопровождается замираниями. На больших же расстояниях, куда земные волны практически не доходят, прием возможен лишь в темное время за счет ионосферных волн.

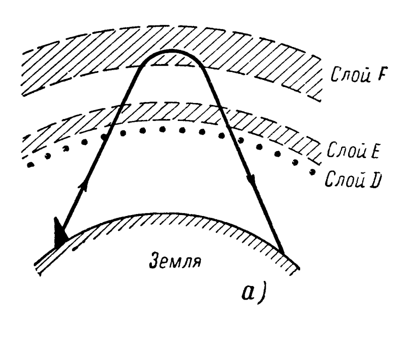
В разные сезоны года дальность радиосвязи на средних волнах может изменяться благодаря тому, что в летние месяцы возрастает уровень атмосферных помех и поглощение ионосферных волн слоем D. Влияние же 11-летнего периода солнечной активности и воздействие ионосферных возмущений на средних волнах незначительны.

Третьей особенностью распространения, обнаруженной и описанной именно применительно к средним волнам, следует считать нелинейные искажения в ионосфере. Издавна это явление называется Люксембургско-Горьковским эффектом. Заключается оно в том, что при приеме какой-то радиостанции, на которую приемник настроен, прослушивается другая (мощная) радиостанция, на которую приемник не настроен. При прекращении же передачи первой станцией исчезает и слышимость второй. Объясняется этот эффект следующим образом. мощная станция своим полем изменяет число столкновений электрона в ионосфере с молекулами газа за секунду и тем самым изменяет условия прохождения в ионосфере радиоволн принимаемой станции, как бы производя модуляцию этих волн программой мощной станции.

Следует отметить, что Люксембургско-Горьковский эффект был открыт и описан радиолюбителями, а научное объяснение его оказалось возможным по мере глубокого изучения ионосферы.

7-5. РАСПРОСТРАНЕНИЕ КОРОТКИХ ВОЛН

Короткие волны (100—10 *м*) могут, вообще говоря, распространяться как земными, так и ионосферными лучами. Но поглощение энергии радиоволн в земной поверхности возрастает с увеличением частоты, тогда как поглощение в ионосфере с ростом частоты уменьшается. Именно поэтому основным видом практически применяемого распространения коротких волн следует считать ионосферное распространение. Вдоль земной поверхности короткие волны распространяются на небольшие расстояния. При мощности передатчика в десятки и даже в сотни ватт дальность связи земными лучами не превосходит десятков километров, особенно для верхней половины коротковолнового диапазона (50—10 *м*).



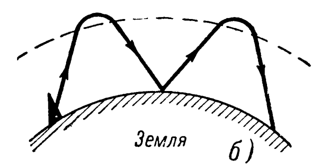


Рис. 7-11. Распространение пространственных коротких волн
а — при одном «скачке»; *б* — при двух «скачках».

Радиопередача на коротких волнах ионосферными лучами является экономичным способом дальней радиопередачи. В нормальных условиях состояния ионосферы для отражения лучей коротких волн основным оказывается слой F, а лежащие ниже его слои E и D создают вредное поглощение энергии коротких волн. Такое «нормальное» прохождение коротких волн показано на рис. 7-11, *а*, а на рис. 7-11, *б* изображается возможность увеличения дальности коротковолновой связи путем «двух скачков», т. е. двукратного отражения от ионо-

сферы (с однократным отражением от Земли). Дальность такой связи определяется углом, под которым волны падают на границу ионосферы (и отражаются от нее): чем больше угол падения, тем больше дальность «скачка». Экономичность же связи достигается благодаря тому, что при правильном выборе длины волны поглощение энергии в слоях ионосферы на коротких волнах незначительно (гораздо меньше, чем на средних волнах), а потому в пунктах возвращения отраженных волн к Земле напряженность их поля может оказаться достаточной для приема даже при сравнительно небольшой мощности передатчика.

Для того чтобы пояснить смысл выбора выгодной частоты коротковолнового диапазона, рассмотрим рис. 7-12. Здесь изображаются лучи распространения короткой волны, частота которой выше критической частоты слоя ионосферы. Крутизну падения мы будем оценивать не углом падения δ_1 (см. рис. 7-5), а углом возвышения θ, который образован между лучом волн и касательной прямой к поверхности Земли в пункте излучения.

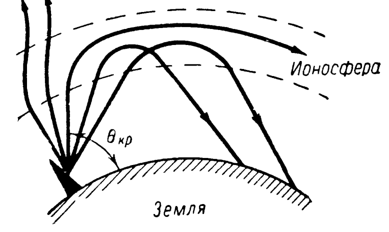


Рис. 7-12. Распространение волн, частота которых ниже критической при излучении под разными углами.

При крутом падении ($\theta \to 90°$) волны проходят сквозь ионосферу в Космос. При некотором угле $\theta_{кр}$ (критический угол для данной степени ионизации слоя и для данной частоты радиоволн) происходит полное внутреннее отражение и луч направляется в ионосфере параллельно земной поверхности. При углах, меньших критического, лучи возвращаются к Земле и тем дальше от пункта излучения, чем меньше угол θ. При излучении касательно к Земле достигается наибольшая дальность «скачка», составляющая приблизительно 4 000 *км*.

Итак, необходимая дальность связи определяет собой тот угол θ, под которым антенна должна излучать максимум энергии. Зная высоту отражающего слоя, легко определить этот угол простым геометрическим построением. Для того чтобы получить в намеченном пункте приема достаточную напряженность поля ионосферных коротких волн, необходимо выполнить следующие два условия прохождения этих волн: во-первых, нужно выбрать такую частоту (длину волны), которая была бы ниже максимального значения, еще отражаемого данным слоем при требуемом угле возвышения; во-вторых, необходимо, чтобы энергия волн этой частоты не поглощалась чрезмерно при двукратном прохождении (вверх и вниз) через слои E и D (поглощение уменьшается с ростом частоты).

Значит, выбор частот для коротковолновой ионосферной связи ограничен резко сверху некоторой максимальной применимой частотой по отражению и не столь резко снизу некоторой минимальной применимой частотой по поглощению. Оба этих граничных значения частоты относятся к данным часам суток (т. е. к данной степени ионизации слоя F) и к данной трассе (т. е. к углу возвышения θ).

Описанная нами «нормальная» картина распространения коротких волн позволяет пояснить разницу между «дневными» и «ночными» волнами.

Днем для дальних связей применяются наиболее короткие волны этого диапазона (примерно от 10 до 25 *м*); такие волны при малом угле возвышения способны отражаться от слоя F. Конечно, более длинные волны и подавно стали бы отражаться, но при высокой дневной ионизации слоев E и D потери в этих слоях были бы слишком большими и потребовалось бы невыгодное увеличение мощности передатчиков.

Ночью для дальних связей используется нижняя часть коротковолнового диапазона (приблизительно от 35 до 100 *м*), так как при уменьшении ионизации слоя F более короткие волны от него не отразились бы даже при пологом падении. Потери же в нижних слоях ионосферы ночью не столь опасны, ибо слой D отсутствует, а ионизация слоя E сильно уменьшается.

Волны, занимающие участок между дневными и ночными (примерно от 25 до 35 *м*), успешно применяются для связи в часы восхода и захода Солнца. Конечно, точное разграничение этих трех участков коротковолнового диапазона невозможно, так как их границы зависят от сезона (лето, зима) и от фазы 11-летнего периода солнечной активности.

Все сказанное о «нормальном» прохождении коротких волн убеждает нас в том, что экономичность дальней коротковолновой связи получается за счет эксплуатационных осложнений в виде необходимости сменять волну радиостанций несколько раз в сутки, и притом в нужные часы. Но «нормальные» условия прохождения коротких волн в ионосфере нарушаются рядом дополнительных явлений, характерных для коротковолновой связи и наносящих ей ущерб.

Если на длинных волнах основным видом помех, как мы указывали, являются атмосферные разряды, то на коротких волнах наиболее угрожающими оказываются помехи от посторонних передатчиков. В определенные часы суток частоты, пригодные для дальней связи, назначаются очень многим радиостанциям, и эти волны распространяются на дальние расстояния, создавая взаимные помехи. Разумеется, требование борьбы с помехами от посторонних передатчиков осложняет условия связи.

Не менее вредное явление для коротковолновой связи представляют собой замирания, которые на коротких волнах бывают более глубокими и следуют друг за другом более часто, нежели на средних волнах. Физическая сущность замираний та же: интерференция волн, доходящих до пункта приема разными путями и с изменяющимися во времени фазовыми сдвигами. Промежутки времени между двумя замираниями (минимумами результирующей напряженности поля) могут исчисляться и долями секунды, и секундами, и, реже, десятками секунд, а амплитуда напряженности поля (от минимума до максимума) может изменяться в десятки и даже в сотни раз.

В отличие от замираний на средних волнах, причиной которых чаще всего оказывается интерференция земных лучей с ионосферными, на коротких волнах замирание обычно является результатом взаимодействия нескольких пространственных лучей, прошедших разные пути в ионосфере. Например, на рис. 7-11 был показан прием лучей, один из которых имел одно, а второй — два отражения. Может быть интерференция и между пучками волн, излученных передатчиком под разными углами и взаимно перекрывающихся в пункте приема. Кроме того, существует особый вид замираний, называемых поляризационными. Мы знаем, что если передающая антенна

вертикальна и излучает волны, поляризованные вертикально, то для приема этих волн нужна также вертикальная приемная антенна. Для волн, излучаемых с горизонтальной поляризацией, требуется горизонтальная приемная антенна. Однако взаимодействие полей волн и электронов в ионосфере может приводить к повороту направления поляризации, и тогда прием замирает. Способы борьбы с замираниями разработаны и будут рассматриваться в последующих главах. Разумеется, необходимость такой борьбы усложняет и без того не очень простые условия ионосферной коротковолновой связи.

Дополнительные помехи при дальнем коротковолновом приеме может создать радиоэхо. При обходе сигналов вокруг земного шара путем многократного отражения коротких волн поглощение энергии столь мало, что возможен вторичный прием одного и того же сигнала. Такое «прямое кругосветное эхо» наблюдается через 0,13 *сек* после приема основного сигнала. При радиотелеграфном приеме

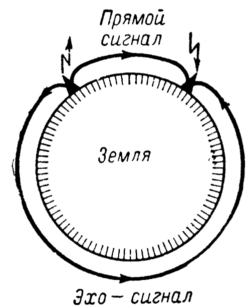


Рис. 7-13. Схема обратного кругосветного радиоэха.

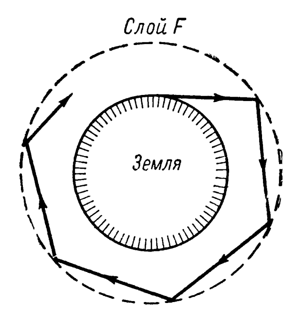


Рис. 7-14. Возможный путь распространения сигнала вокруг Земли.

(особенно при быстродействующей работе) эхо способно исказить текст, при фототелеграфе — испортить изображение, а при радиотелефонии — создать длительную реверберацию.

Возможно также «обратное кругосветное эхо», т. е. вторичный прием сигнала, обогнувшего Землю в направлении, обратном основному (кратчайшему) направлению связи (рис. 7-13). Однако направленность действия передающей и приемной антенн может исключить обратное кругосветное эхо.

Распространение коротких волн вокруг земного шара предположительно возможно не только путем последовательных отражений между ионосферой и земной поверхностью, но и путем «скользящего» многократного отражения от слоя F (рис. 7-14). Такой случай распространения характеризуется очень малым поглощением, так как волны не расходуют энергию в земной поверхности и в нижних слоях D и E ионосферы. В частности, гипотеза утверждает, что скользящее отражение благоприятствует коротковолновой связи между космонавтами, корабли которых имеют орбиты выше слоя E, но ниже слоя F.

Кроме кругосветного, может возникать и «ближнее» радиоэхо; оно создается, например, когда до приемника доходит сначала основной сигнал путем одного «скачка», а затем запоздавший эхо-сигнал,

прошедший двумя «скачками». Обычно промежуток времени между этими сигналами мал, а поэтому ближнее эхо обнаруживается лишь при быстродействующей передаче короткими импульсами.

Коротковолновая связь в полярных областях (грубо говоря, в радиусе 2 000—3 000 *км* от полюсов) нередко нарушается ионосферными возмущениями, происходящими преимущественно в слое F. Они вызывают нерегулярное уменьшение ионизации слоя и даже полное его исчезновение на время до нескольких часов. Возможно и появление дополнительных слоев, и изменение высоты слоя F. Все эти явления резко ослабляют напряженность поля сигнала, рассчитанного на «нормальное» прохождение в ионосфере.

Для повышения надежности коротковолновой связи в полярных районах передатчики рекомендуется строить с большим запасом мощности, с высокой направленностью антенн, а прием сигнала осуществлять одновременно на два приемника с разнесенными на местности антеннами. Разумеется, длинноволновые и ультракоротковолновые линии связи, если имеется возможность их создать, более надежны для полярных районов, нежели коротковолновые.

Условия коротковолновой связи подвергаются существенным изменениям по фазам 11-летнего периода солнечной активности. Дело в том, что для дневных часов критическая частота слоя F в годы высокой солнечной активности оказывается больше (иногда почти вдвое больше), чем в годы низкой активности. Можно привести следующие приближенные значения критических частот слоя F для средних географических широт (табл. 7-2).

Таблица 7-2

Фаза солнечной активности	Сезон года	Время суток	Критическая частота слоя, *Мгц*
Максимум	Зима	День	14
		Ночь	2
	Лето	День	7
		Ночь	4
Минимум	Зима	День	8
		Ночь	2
	Лето	День	6
		Ночь	4

Естественно, что в годы высокой солнечной активности можно и нужно выбирать повышенные частоты связи, так как они проходят сквозь нижние слои ионосферы с меньшим поглощением. Это выгодно для дальних связей. Однако в годы высокой активности Солнца более

вероятны и всякого рода нерегулярные явления в ионосфере (в первую очередь — возмущения), способные нарушить связь.

При организации коротковолновой связи необходимо учитывать, что между зонами приема поверхностных и пространственных волн может наблюдаться з о н а м о л ч а н и я. Для передатчика, антенна которого имеет равномерное излучение в горизонтальной плоскости, это явление представлено в плане на рис. 7-15: зона молчания имеет вид кольцевой площади, разделяющей зоны слышимости. Границы этого пояса определяются минимальной напряженностью поля, еще обеспечивающей прием на фоне помех.

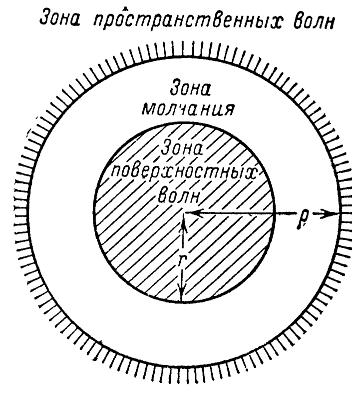


Рис. 7-15. Внутренний (r) и внешний (ρ) радиусы зоны молчания.

Причина существования зоны молчания раскрывается достаточно просто: в эту зону земные волны уже не доходят, поглощаясь почвой, а ионосферные волны в эту зону еще не доходят, так как отражаются только при падении под углом не меньше критического (см. рис. 7-12) и возвращаются к Земле за зоной молчания. Внутренний радиус зоны молчания r зависит, конечно, от мощности излучения поверхностных волн, но в редких случаях превосходит сотню километров; внешний же радиус ρ при работе коротковолновой станции на дальние расстояния, т. е. под малыми углами возвышения, может превосходить тысячу километров. С пунктом, находящимся в зоне молчания для данной длины волны и для данной передающей антенны, нельзя добиться связи путем повышения мощности передатчика.

Итак, очень интересные возможности, предоставляемые связью на коротких волнах, реализуются только при тщательном учете их свойств и особенностей.

7-6. РАСПРОСТРАНЕНИЕ УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

На ультракоротких волнах достигаются очень важные возможности в технике радиосвязи и радиовещания. А такие отрасли техники, как телевидение, радиолокация, ближняя радионавигация и многие другие, оказываются осуществимыми только на ультракоротких волнах благодаря широкой полосе пропускания радиолиний и высокой направленности антенн.

В течение десятилетий применение ультракоротких волн ограничивалось требованием прямой (геометрической) видимости между антеннами передающей и приемной станций, которое вытекает из прямолинейности распространения основного потока энергии этих волн. Действительно, дифракция вокруг больших преград почти не свойственна ультракоротким волнам, а потому они дифракционно не огибают практически выпуклость земной поверхности. В ионосфере же не может быть достигнута такая степень ионизации, которая была бы достаточной для нормального отражения ультракоротких волн

(исключение может быть в годы высокой солнечной активности для нижней части метрового диапазона — примерно 7—10 *м*). Именно поэтому ультракороткие волны первоначально применялись для ближних наземных связей, для местного радиовещания и телевизионного вещания и для связей самолетов в воздухе.

Но наука нашла пути к разрешению противоречия между потребностью в широкой полосе пропускания и ограниченной дальностью прямой видимости. Была разработана радиорелейная связь, которая характерна размещением вдоль трассы ряда промежуточных (ретрансляционных) станций на интервалах прямой видимости между соседними антеннами (рис. 7-16). Правда, радиорелейная линия и по своим свойствам, и по своей стоимости оказывается ближе к кабельным линиям связи, нежели к радиостанциям непосредственной дальней связи.

В 50-х годах были открыты возможности непосредственной дальней связи на ультракоротких волнах, о которых будет сказано ниже. Но совершенно особое положение занял диапазон ультракоротких волн в решении задач космической связи: в космосе, т. е. в безвоздушном пространстве и при обеспечении «геометрической видимости» на очень больших расстояниях, возможна связь с помощью электромагнитных волн любой длины, в том числе и на миллиметровых, субмиллиметровых, инфракрасных и световых.

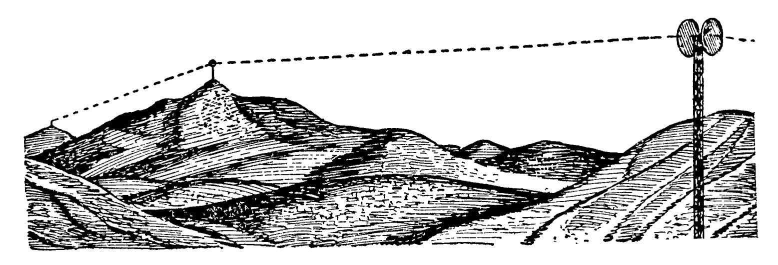


Рис. 7-16. Радиорелейная линия с прямой видимостью между антеннами.

Для узкополосных систем радиообмена с излучением колебания основной (несущей) частоты, подвергающегося модуляции или манипуляции, оценку воздействия сигнала на приемную установку мы давали величиной напряженности поля — см. формулу (7-2). Но для широкополосных систем сверхвысокой частоты недостаточна, а подчас и вовсе непригодна такая оценка; дело в том, что сигналы на сверхвысоких частотах могут иметь форму радиоимпульсов и воздействие их на приемник зависит не только от амплитуды напряженности поля их волн, но и от длительности, и от частоты повторения импульсов. В таком случае более полно воздействие сигналов на приемник характеризуется мощностью P_2, которую сможет извлечь из радиоволн приемная антенна.

Вместо абсолютной величины мощности P_2 вводят отношение мощности P_1, которую излучает передатчик, к мощности P_2, доставляемой приемнику. Это отношение можно назвать **затуханием** на радиолинии ультракоротких волн и выразить формулой

$$\frac{P_1}{P_2} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{D_1 D_2}. \qquad (7\text{-}10)$$

Здесь r — расстояние от передатчика до приемника (в метрах); λ — длина волны (в метрах); D_1 и D_2 — коэффициенты направленности передающей и приемной антенн (безразмерные величины).

Из формулы (7-10), казалось бы, следует, что выгоднее более длинные волны, так как с увеличением λ затухание уменьшается; это означает, что некоторую заданную мощность P_2 можно обеспечить при меньшей величине P_1. Однако мы знаем, что с уменьшением длины волны достигается возможность увеличения коэффициентов направленности антенн D_1 и D_2, и это оказывается в большинстве случаев решающим соображением для выбора длины волны.

Подсчитаем, например, какой направленностью должны обладать передающая и приемная антенны космической связи, чтобы на расстоянии 300 000 *км* на волне 3 *см* при мощности излучения 1 *квт* была обеспечена мощность приема 10^{-11} *вт*. Из формулы (7-10), полагая в ней $D_1 = D_2 = D$, найдем:

$$D = \frac{4\pi r}{\lambda}\sqrt{\frac{P_2}{P_1}} = \frac{12{,}56 \cdot 0{,}3 \cdot 10^6 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^{-2}}\sqrt{\frac{10^{-11}}{10^3}} = 12\,560.$$

Такой высокой направленности можно достичь (при допустимых размерах антенн) только на очень коротких волнах.

Приведенный метод расчета затухания радиолинии пригоден для свободного пространства. Если ультракороткие волны распространяются в приземном слое воздуха, то они могут испытывать поглощение. Практически заметным поглощение становится на волнах короче 3 *см* во время дождя. Физически процесс поглощения в каплях воды можно представить как результат наведения в них токов смещения, плотность которых пропорциональна частоте. Кроме того, граница дождевой полосы или облака как среды с иными параметрами (для воды проницаемость $\varepsilon_r = 80$) создает отражение и рассеяние очень коротких волн. Линия связи на волне 2 *см* во время атмосферных осадков становится неустойчивой. На волнах миллиметрового диапазона наблюдается значительное поглощение в молекулах водяных паров и затем в молекулах кислорода.

Именно эти соображения определили выбор диапазонов волн для известных из литературы линий связи Земля — Космос; эти линии работали на волнах длиннее 3 *см*. Но с увеличением высоты над уровнем моря плотность воздуха и вместе с тем поглощение в нем радиоволн резко уменьшаются. Поэтому неоднократно высказывались предположения о возможности применить миллиметровые и субмиллиметровые волны для связи с Космосом, но при условии размещения наземной аппаратуры на очень высоких горах или при ином способе ее подъема.

Связь же вдоль поверхности земли на волнах не короче 3 *см* осуществляется успешно при наличии прямой видимости между антеннами корреспондентов. Для того чтобы увеличить это расстояние, антенны поднимают на высокие мачты или башни. Если представить земную поверхность идеально шарообразной и гладкой (рис. 7-17) и принять высоту подъема одной антенны h_1 (в метрах), а другой h_2 (в метрах), то предельное расстояние прямой видимости d (в километрах) вычислится так:

$$d = 3{,}57\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}). \qquad (7\text{-}11)$$

Так, например, если обе антенны подняты на высоту $h_1 = h_2 = h = 25$ *м*, то расстояние прямой видимости будет не более $d = 35,7$ *км*. Учитывая неровности на поверхности земли, которые могут содействовать подъему антенн или, наоборот, создавать преграды между ними, а также считая, что башни радиорелейных антенн строятся с высотой до 100 *м*, можно считать примерное расстояние прямой видимости для наземной УКВ связи в пределах от 30 до 60 *км* (см. рис. 7-16).

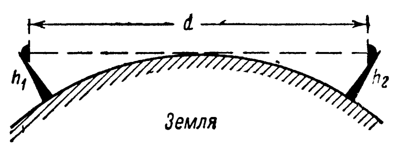
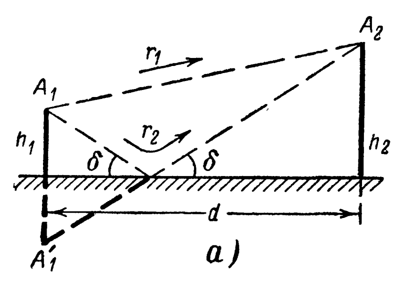


Рис 7-17. Предельное расстояние прямой видимости между антеннами.

Наземная связь на ультракоротких волнах характерна также возможностью одновременного воздействия на приемник не только прямой волны, но и волны, отражаемой от земной поверхности. На рис. 7-18, *а* показаны передающая антенна на высоте h_1 и приемная антенна на высоте h_2. Луч прямой волны соединяет эти антенны A_1 и A_2. Луч отраженной волны легко построить, соединив «зеркальное отражение» передающей антенны A_1 прямой линией с приемной антенной A_2. Это дает точку отражения на земной поверхности, в которой углы падения и отражения δ равны между собой.

Длина прямого луча r_1 меньше, чем длина отражаемого луча r_2. Поэтому в точку A_2 волны по этим двум путям приходят, вообще говоря, в разных фазах. Разность их фаз зависит от разности хода $(r_2—r_1)$ и от длины волны. При заданной длине волны разность хода изменяется



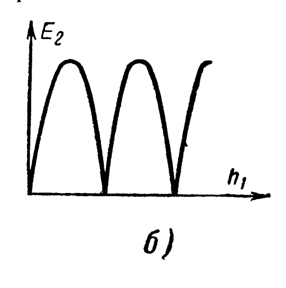


Рис. 7-18. Взаимодействие прямой и отраженной волн в пункте приема.
а — геометрическое построение лучей; *б* — зависимость результирующего поля от высоты передающей антенны.

с изменением высот антенн и расстояния d между ними. Если любую из этих трех величин изменять плавно, то сдвиг фаз будет периодически меняться от 0 до 180°, вновь до нуля и т. д. Следовательно, напряженность поля получит периодические изменения, как показано для примера на рис. 7-18, *б*.

Это свойство, открытое Б. А. Введенским, означает практически следующее: если линия радиосвязи выполнена правильно и отдельно взятый луч r_1 обеспечивает по расчету уверенную связь, а фактически связь отсутствует или оказывается неуверенной, то небольшим изменением одной из указанных величин (h_1, h_2, d или λ) можно достигнуть хорошего результата. Эффект интерференции прямого и отраженного

лучей может наблюдаться и при таком расстоянии d, которое не допускает пренебрежения выпуклостью Земли; с другой же стороны, при отражении может поглощаться или рассеиваться значительная часть энергии луча r_2, а потому даже при сдвиге фаз в 180° результирующее поле не будет равно нулю.

На этом закончим краткие сведения о распространении ультракоротких волн при условии прямой видимости между корреспондирующими антеннами. На метровых волнах, которые способны более успешно огибать небольшие преграды на земной поверхности, чем дециметровые волны, возможно поддерживать связь и при отсутствии прямой видимости. Такая связь, называемая часто «низовой» связью, широко распространена и среди радиолюбителей, в частности для спортивной «охоты на лис». Дальности низовой связи на метровых волнах обычно исчисляются километрами, реже — немногими десятками километров.

Очень интересны возможности связи на ультракоротких волнах за пределами горизонта. Такие возможности открыты в последние десятилетия и объясняются они свойствами атмосферы, приводящими к тем или иным искривлениям лучей ультракоротких волн.

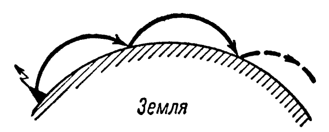


Рис. 7-19. Распространение УКВ в тропосферном волноводе.

Известны случаи дальнего (иногда — очень дальнего, на тысячи километров) приема телевидения радиолюбителями. Такая возможность создается особыми условиями преломления волн в приземных слоях тропосферы.

Тропосфера, в которой температура, влажность и давление воздуха уменьшаются с высотой, способна создавать преломление (рефракцию) ультракоротких волн. Лучи этих волн, которые в свободном пространстве распространялись бы прямолинейно, испытывают в тропосфере от слоя к слою преломление и становятся криволинейными. Коэффициент преломления зависит от параметров тропосферы (например, от влажности, т. е. от содержания водяных паров, имеющих большую диэлектрическую проницаемость). Нормальное состояние тропосферы таково, что лучи, исходящие от передатчика касательно к земной поверхности, преломляются с наклоном к Земле и благодаря этому способны заходить за выпуклость Земли. Это благоприятствует осуществлению связи при отсутствии прямой видимости между антеннами радиостанций ультракоротких волн. Однако большого выигрыша в дальности нормальная тропосфера не дает.

Возможны случаи, когда показатель преломления воздуха уменьшается с высотой быстрее, чем при нормальном состоянии атмосферы. Это особенно часто наблюдается над водной поверхностью: влажность воздуха в нижних слоях тропосферы над водой велика и резко убывает с высотой. Тогда луч оказывается преломленным настолько сильно, что он может возвратиться к земной поверхности, отразиться от нее, вновь испытать преломление в тропосфере, возвратиться к Земле на удвоенном расстоянии и т. д. (рис. 7-19). Такой случай дальнего распространения ультракоротких волн, создаваемого «сверхрефракцией» в тропосфере, называется распространением в тропосферном волноводе.

Для телезрителей прием дальних программ благодаря распространению в тропосферном волноводе может представить большой

интерес. Однако для регулярной связи такие условия сверхрефракции лишь в редких случаях могут обеспечить требуемую устойчивость, а потому тропосферные волноводы не составляют основы дальних связей на ультракоротких волнах.

Другая возможность дальней, и притом регулярной, сравнительно устойчивой связи на ультракоротких волнах создается рассеянием их энергии в местных (локальных) неоднородностях тропосферы. Нам известно, что такие неоднородности постоянно создаются и распадаются благодаря вихревым движениям воздуха на высоте 3—5 *км* и более. Неоднородности характеризуются в электрическом отношении коэффициентом преломления, отличающимся от нормального.

Лучи ультракоротких волн, проходя сквозь тропосферные неоднородности, испытывают частичное отражение рассеянного характера (рис. 7-20, *а*). Рассеянно отраженные лучи направляются преимущественно вперед и вниз, так что некоторая часть энергии радиоволн достигает Земли на расстояниях, исчисляемых сотнями километров.

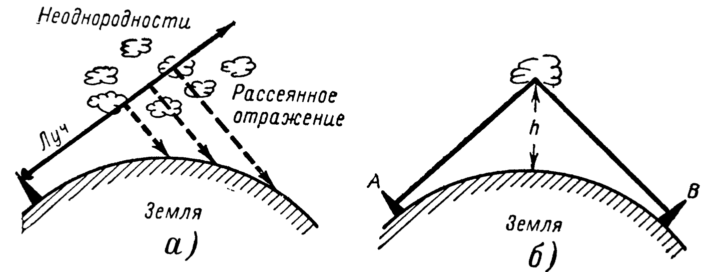


Рис. 7-20. Связь с рассеянным отражением УКВ.
а — рассеяние на неоднородностях; *б* — дальность тропосферной связи.

Эти расстояния можно подсчитать, зная высоту неоднородности тропосферы h и построив из этой области две касательные прямые к поверхности Земли (рис. 7-20, *б*). Так, если принять $h \approx 3$ *км*, то можно геометрически вычислить расстояние (дугу) $AB \approx 400$ *км*. Если в пунктах A и B расположить радиостанции, то можно получить радиолинию тропосферной связи (точнее — линию связи на УКВ с использованием рассе́янного отражения в тропосфере). Обычно такие линии рассчитываются на дальности до 200—300 *км*, но могут быть и более протяженные линии (до 1 000 *км*).

Однако создание линии тропосферной связи — значительно более сложная задача, нежели линии коротковолнового диапазона на то же расстояние. Благодаря рассеянному отражению волн от тропосферной неоднородности напряженность поля падает с расстоянием более резко, нежели при прямой видимости. Поэтому требуются значительные мощности передатчиков (от 1 до 50 *квт*), антенны больших размеров с высокой направленностью и высокочувствительные приемники. Лишь после создания такой аппаратуры и удалось открыть явление тропосферного рассеяния.

Что касается диапазона частот, пригодного для тропосферной связи, то он включает в себя метровые, дециметровые и часть сантиметровых волн (не испытывающую заметных потерь в атмосфере). Существующие (известные из литературы) линии тропосферной связи

относятся преимущественно к дециметровому диапазону. На длинных же и коротких волнах рассеяние в тропосфере не обнаруживается, так как имеются более резко выраженные причины «загоризонтного» распространения этих волн (отражение от ионосферы, дифракция).

Связь с использованием тропосферного рассеянного отражения ценится высоко благодаря следующим своим свойствам. Во-первых, в отличие от длинноволновой и коротковолновой связи, на УКВ возможна передача колебаний в широкой полосе частот, т. е. большого количества каналов. Во-вторых, эта связь не требует смены длины волны в течение суток, т. е. в этом отношении выгоднее коротковолновой. Однако сила приема в тропосферной линии не остается постоянной. Поле характеризуется замираниями, которые вызываются изменениями метеорологических условий в пределах тропосферной неоднородности, влияющими на рассеянное отражение, а также изменениями фазовых соотношений лучей, доходящих до пункта приема разными путями. Для повышения устойчивости уровня сигнала приходится осуществлять прием на два приемника с разнесенными антеннами, как и на коротких волнах.

Линии тропосферной связи за десяток лет нашли себе довольно широкое применение, конкурируя в труднодоступной местности с кабельными линиями, прокладка которых в этих условиях обошлась бы дороже. Тропосферные станции могут образовать радиорелейные цепочки с интервалами не по 40—50, а по 150—250 *км* и более, что также представляется интересным для труднодоступных районов.

Рассеянное отражение ультракоротких (конкретно — метровых) волн наблюдается также в нижних слоях ионосферы. Мы упоминали о вихревых движениях и образовании неоднородной ионизации. Эти неоднородности подобно неоднородностям тропосферы рассеивают часть энергии радиоволн, проходящих сквозь ионосферу. Но заметному рассеянию подвергаются только волны метрового диапазона, так как с повышением частоты относительная диэлектрическая проницаемость приближается к единице — см. формулу (7-5), и влияние неоднородности исчезает. В тропосфере же неоднородности параметров воздуха (например, влажности) производят рассеяние радиоволн в более широком диапазоне.

Ввиду того, что неоднородности ионизации образуются преимущественно на высотах 80—100 *км*, мы можем с помощью построения, подобного рис. 7-20, *б*, определить, что связь с использованием ионосферного рассеяния метровых волн возможна до расстояний приблизительно в 2 000—2 500 *км*. Наименьшая же дальность такой связи оказывается 800—1 000 *км*, так как рассеянные лучи с крутым падением на земную поверхность выражены слабо. Ионосферные линии связи на метровых волнах способны пропускать более узкий спектр сигнала, нежели тропосферные; обычно ионосферные линии уплотняются только одним-двумя телефонными и несколькими телеграфными каналами.

Ионосферные линии применяются для связи между материками и отделенными островами при отсутствии подводных телеграфных кабелей или в качестве дублирующего средства. Станции требуются большой мощности (десятки киловатт) с многовибраторными антеннами синфазного типа. Преимуществом по сравнению с коротковолновой связью на те же расстояния оказывается возможность работать круглосуточно без смены волн. В периоды ионосферных возмущений, когда прерывается нормальная связь на коротких волнах с отражением от слоя F, неоднородности в нижних слоях ионосферы ста-

новятся более резкими и ионосферная связь на метровых волнах даже улучшается.

Наиболее современным видом дальней связи на ультракоротких волнах нужно считать связь с использованием искусственных спутников Земли. Основным типом спутника связи является активный ретранслятор. Такой спутник несет на борту оборудование, аналогичное оборудованию промежуточной станции радиорелейной связи, осуществляющее прием сигналов от одного корреспондента и их автоматическое переизлучение к другому корреспонденту. Условием нормальной связи между двумя наземными пунктами является наличие геометрической видимости с борта спутника на оба наземных пункта.

Большими достоинствами связи через спутник-ретранслятор следует признать, во-первых, возможность передачи широкой полосы частот сигналов, не только телефонных, но и телевизионных, а во-вторых, большие дальности связи между наземными пунктами (трансконтинентальные и трансокеанские связи). Известно, например, что именно через спутник — активный ретраслятор была впервые осуществлена телевизионная передача между Америкой и Европой. Основная же трудность выполнения такой связи состоит в том, что геометрическая видимость на оба наземных пункта обеспечивается в течение только того времени, за которое спутник движется между этими пунктами. Для связи практически круглосуточной требуется движение по орбите нескольких спутников, чтобы вероятность нахождения одного из них между пунктами связи была достаточно большой. Кроме того, сложная и точная аппаратура требуется для слежения за спутником, чтобы обеспечить ориентировку на него диаграмм направленности наземных антенн.

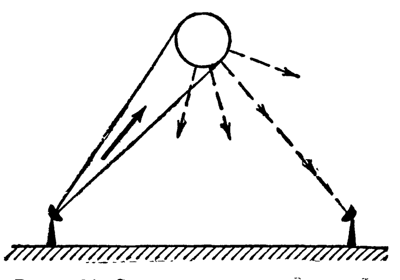


Рис. 7-21. Схема связи с отражением от Луны или от пассивного спутника.

Выбор диапазона волн для связи через спутник-ретранслятор определяется свойствами атмосферы. Для того чтобы волны проходили сквозь ионосферу, необходимо выбирать их не длинее 15—20 *м*; для того чтобы они не имели больших потерь в нижних слоях тропосферы, не следует выбирать их короче 3 *см*. Естественно, что при выборе волн связи в указанных пределах облачность не будет служить препятствием для ретрансляции через спутник. Если бы речь шла о выборе длины волны для линии Космос — Космос, то оба указанных ограничения отпали бы и выбор был бы свободным во всем диапазоне электромагнитных колебаний вплоть до субмиллиметровых, инфракрасных и световых волн.

Спутники Земли могут быть использованы и в качестве пассивных отражателей радиоволн между наземными пунктами связи (рис. 7-21). В роли такого отражателя может быть применен и естественный спутник — Луна в те часы, когда она находится в пределах одновременной геометрической видимости из обоих корреспондирующих пунктов. Очевидно, что о круглосуточной связи здесь речи быть не может.

Пассивные искусственные спутники-отражатели могут выполняться в виде пластмассовых баллонов, забрасываемых на орбиту с помощью ракет и раздувающихся в Космосе. Диаметры их, как указывалось в литературе, могут быть в надутом состоянии 30—40 *м* и более. Поверхность баллона металлизируется и создает рассеянное отражение радиоволн (как и показано на рис. 7-21). До пункта приема доходит малая часть энергии, поэтому наземное оборудование линий связи с пассивными отражателями получается более мощным и сложным, нежели в случае активных ретрансляторов. Выбор диапазона волн для связи Земля — Космос — Земля в случае пассивных отражателей производится из тех же соображений, что и в случае активных ретрасляторов.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

8-1. СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Изучение электровакуумных и полупроводниковых приборов составляет существенную часть современной науки, которая называется электроникой. Эта наука изучает свойства и законы движения электронов, а также законы преобразования различных видов энергии при посредстве электронов. На основе законов движения электронов созданы приборы, используемые широчайшим образом в различных областях науки, техники и в быту, в разнообразных устройствах, аппаратах и машинах. Радиотехника является одной из областей применения электроники и созданных ею приборов — электровакуумных, полупроводниковых, молекулярных и квантовых.

Электровакуумные приборы основаны на использовании движения свободных электронов и ионов в вакууме или в разреженных газах под влиянием электрических и магнитных полей. Эти приборы служат базой для создания значительного большинства видов радиоэлектронной аппаратуры; особенно велико значение их в разработке мощных устройств радиосвязи, телевидения, радиолокации, радионавигации и других средств радиоэлектроники.

В свою очередь электровакуумные приборы делятся на два основных класса: электронные и ионные приборы. Электронные приборы, в которых движение электронов происходит в вакууме с высокой степенью откачки газа (10^{-7} *мм рт. ст.* и ниже), характерны большими скоростями движения электронов и пригодны для генерации и усиления колебаний в широких диапазонах радиочастот. В быту они называются радиолампами. Ионные (иначе — газоразрядные) приборы содержат газ (при давлении 10^{-3} *мм рт. ст* и выше), а потому движущиеся в них электроны с большой вероятностью сталкиваются с молекулами газа, производят их ионизацию, и в рабочем процессе принимают участие не только электроны, но и ионы. Такие приборы применяются в электроэнергетике, особенно в преобразователях переменного тока в постоянный (выпрямителях), а также в устройствах автоматики и радиоэлектроники в качестве

основы схем автоматического переключения и т. п. Принципы работы электронных и ионных приборов мы будем рассматривать раздельно.

Полупроводниковые приборы имеют своей основой перемещение и распределение зарядов под воздействием электрических и магнитных полей внутри кристаллов твердого тела. Такие приборы не только способны во многих случаях заменить радиолампы, но открывают и новые возможности применения радиоэлектроники в ряде отраслей народного хозяйства. Особенно важным оказалось применение полупроводниковых приборов в тех установках, которые состоят из десятков тысяч активных элементов (например, электронные вычислительные машины): полупроводниковые приборы позволяют уменьшить размеры (миниатюризировать) и повысить сроки надежной работы аппаратуры.

Молекулярная электроника представляет собой наиболее прогрессивное направление миниатюризации аппаратуры. Это направление предусматривает создание радиосхем в твердом теле, т. е. дальнейшее развитие полупроводниковой техники. С помощью определенных примесей в кристаллическом теле образуются различные по своим электрическим свойствам зоны, которые выполняют функции сопротивлений, конденсаторов, полупроводниковых приборов и др. Совокупность этих зон и образует радиоэлектронную схему в полупроводниковом кристалле. Устройства, созданные на основе молекулярной электроники, чрезвычайно малы по размерам и являются наивысшим достижением в области микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры.

Квантовая электроника основана на новейших достижениях физики в исследовании квантовых явлений, происходящих внутри атомов и молекул вещества в твердом, газообразном и жидком состоянии. Квантовые генераторы разных видов излучают электромагнитные волны в различных диапазонах, в частности, волны могут быть длиной около микрона, т. е. в районе видимого (светового) и инфракрасного спектров. Такие генераторы создают практически параллельные световые пучки огромной яркости, что позволяет сконцентрировать колоссальную энергию в малых объемах. Эти генераторы могут найти себе разнообразное применение, в том числе и в космической технике.

В рамках книги «Основы радиотехники» имеется возможность изложить лишь те разделы электроники, которые непосредственно связаны с задачами генерации, усиления и преобразования колебаний радиочастоты и звуковой частоты; специфика электронной вычислительной аппаратуры и аппаратуры для излучений волн светового и околосветового диапазонов рассматривается в соответственно специализированных книгах. Поэтому настоящая глава посвящается электровакуумным, полупроводниковым и ионным приборам и лишь кратко знакомит читателя с другими проблемами электроники.

8-2. ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В ВАКУУМЕ. КАТОДЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Электрон, открытый в самом конце прошлого века, до сих пор представляет собой объект научных исследований, которые открывают все новые и новые его свойства. Уже давно установлено, что

электрон обладает отрицательным зарядом $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ *к* и массой покоя $m = 9 \cdot 10^{-28}$ *г* [1].

Представим себе пространство между двумя плоскими пластинами (электродами) в эвакуированном стеклянном баллоне (рис. 8-1). Напомним, что эвакуировать или создать вакуум в баллоне — значит откачать из него воздух специальными насосами; для химического поглощения газов, которые могут выделиться внутри баллона лампы при ее эксплуатации, служат поглотители (геттеры), например барий, распыляемый внутри баллона при изготовлении лампы и образующий налет на внутренней поверхности стекла.

Представим себе далее, что еще до откачки баллона к пластинам были подведены проводники, впаянные в стекло и служащие выводами от пластин наружу. Вне баллона к одному проводнику присоединен положительный, а к другому отрицательный полюс батареи. Тогда пластина, соединенная с «плюсом», приобретает название а н о д, а соединенная с «минусом» — к а т о д.

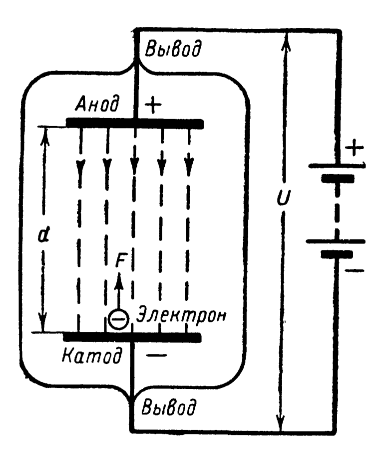


Рис. 8-1. Движение электрона в ускоряющем электрическом поле.

Пусть внутрь баллона из поверхности катода вылетает электрон, имеющий пренебрежительно малую начальную скорость. Он попадает под действие электрического поля, которое на рис. 8-1 изображено в виде силовых линий, направленных от анода к катоду. Электрон притягивается к аноду с постоянной силой.

Легко вычислить эту силу. Если поле между анодом и катодом считать однородным, то его напряженность

$$E = \frac{U}{d},$$

где d — расстояние между электродами. Но электрическое поле воздействует на электрон с силой, равной (по закону Кулона) произведению его заряда на напряженность поля, т. е.

$$F = eE,$$

причем эта сила направлена навстречу полю. Электрон начнет движение снизу вверх, приобретая ускорение, которое в соответствии со вторым законом Ньютона равно отношению силы к массе:

$$a = \frac{F}{m} = \frac{eE}{m} = \frac{eU}{md}.$$

Движение окажется равномерно ускоренным; следовательно, при движении электрона будет возрастать его скорость и вместе с ней

[1] При больших скоростях масса электрона возрастает, однако скорости, которых достигают электроны в электровакуумных приборах, значительно меньше скорости света, и в этих условиях массу электрона можно считать постоянной.

кинетическая энергия, которая к концу пути приобретет значение

$$W=\frac{mv^2}{2},$$

где v — скорость в конце пути d.

Энергия, приобретенная электроном при движении в ускоряющем поле, равна работе, которая затрачена электрическим полем, т. е. в конце концов батареей. Работа вычисляется как произведение силы на путь:

$$W = Fd = eEd = eU.$$

Приравняв энергию, израсходованную полем, к энергии, приобретенной электроном, напишем основное уравнение движения электрона в электрическом поле:

$$eU=\frac{mv^2}{2},$$

откуда найдем скорость электрона в конце пути

$$v=\sqrt{2\frac{e}{m}U}.$$

Зная, что отношение заряда электрона к его массе в принятых нами условиях — величина постоянная, и выражая скорость в практических единицах (*км/сек*), получаем:

$$v\approx 600\sqrt{U}. \qquad (8\text{-}1)$$

Так, если напряжение между электродами $U = 100$ *в*, то скорость электрона в конце пути окажется 6 000 *км/сек*, что, как мы видим, гораздо ниже скорости света (300 000 *км/сек*).

Легко определить и время пролета электрона от катода до анода, зная расстояние d между ними. Известно, что средняя скорость равномерно ускоренного движения $v_{ср} = v/2$. Поэтому время $t = d/v_{ср}$. Например, если в указанном выше случае $d = 1$ *см* (т. е. 10^{-5} *км*), то время пролета окажется $t = 2d/v \approx 2\cdot 10^{-5}/6\cdot 10^3 = 1/3\cdot 10^{-8}$ *сек*, т. е. приблизительно 0,003 *мксек*. Это время оказалось равным периоду радиоволны длиной в 1 *м*.

Итак, поле, которое ускоряет движение электрона, совершает работу, увеличивающую кинетическую энергию электрона. При ударе о поверхность анода кинетическая энергия электрона превращается в тепловую: удары электронов нагревают анод.

Рассмотрим второй случай движения электрона в том же баллоне. Допустим, что электрон, находившийся вблизи от поверхности анода, получил толчок в направлении к катоду. Начальная скорость электрона оказалась направленной навстречу действующей на него электрической силе. Тогда поле окажется не ускоряющим, а тормозящим движение электрона; электрон будет двигаться равномерно замедленно. Энергия, которую приобрел электрон в момент начального толчка, будет расходоваться при его движении в тормозящем поле: электрон в этом случае отдает энергию электрическому полю. Возможен и такой случай: не достигнув катода, электрон израсходует всю свою энергию, остановится, а затем начнет двигаться обратно к аноду, равномерно ускоряясь.

Третий характерный случай — толчок, сообщенный электрону в направлении, поперечном к полю. Движение окажется непрямолинейным: электрон уклонится от поперечного пути в направлении к аноду, причем степень отклонения будет зависеть как от начальной скорости электрона, так и от напряженности электрического поля ($E = U/d$).

Таковы простейшие случаи взаимодействия между электроном и электрическим полем. Взаимодействие всегда проявляется в изменении скорости электрона и в обмене энергией между электроном и полем, созданным анодной батареей. В ускоряющем поле электрон приобретает энергию от батареи, а в тормозящем поле он отдает энергию батарее. Если бы электрон двигался не в вакууме, а в пространстве, заполненном газом, то описанные нами процессы нарушились бы из-за столкновений электрона с молекулами газа. О взаимодействии же электрона с магнитным полем будет сказано ниже.

Теперь представим себе, что вблизи от катода электроны появляются непрерывно и под действием электрического поля движутся к аноду. Тогда в вакууме и в цепи батареи установится электрический ток, величина которого определится числом электронов, долетающих до анода за секунду. Так, если за секунду через баллон пролетает приблизительно $7 \cdot 10^{12}$ электронов, то ток составит 1 *мка*. Направление тока до сих пор принято указывать обратным направлению движения электронов.

Можно создать условия установления и поддержания тока в вакуумном приборе, выбрав катод, который обладает свойствами эмиссии (высылки) электронов со своей поверхности. Такой катод можно назвать «эмиттером» (высылающим электроны); анод же можно назвать «коллектором» (собирающим электроны). Впрочем, наименования «эмиттер» и «коллектор» чаще применяются в полупроводниковых приборах.

Для того чтобы создать заметный ток в вакууме, воздействие на катод одного напряжения оказывается недостаточным, так как электроны могут свободно выходить из металла катода за его поверхность. Дело в том, что атомы металла, от которых отделились электроны, становятся положительными ионами; они притягивают внутрь металла каждый электрон, выходящий за поверхность. Лишь при достаточно большой начальной скорости вылета электрон способен оторваться от металла. Эмиссия электронов с поверхности катода может значительно повыситься, если электронам в металле сообщить дополнительную энергию.

Имеются три практически используемых способа повышения энергии электронов в проводнике: нагревание, создающее термоэлектронную эмиссию; облучение поверхности проводника светом, создающее фотоэлектронную эмиссию; бомбардировка поверхности проводника извне электронами, имеющими большую скорость и создающими вторичную электронную эмиссию. В большинстве типов радиоламп используется термоэлектронная эмиссия. Катод нагревается электрическим током, как нить в лампе накаливания; именно поэтому электровакуумные приборы и называются лампами. Для нагревания катода должен быть самостоятельный источник тока.

Повышение температуры металла увеличивает среднюю энергию движения электронов во всей массе металла, и значительное число электронов приобретает скорость, достаточную для выхода в окру-

жающее пространство. Чистые металлы дают заметную эмиссию лишь при температурах в несколько тысяч градусов. Такой нагрев выдерживают тугоплавкие металлы, например вольфрам, который широко применяется для катодов радиоламп.

В качестве простейшего примера радиолампы (электровакуумного прибора с термоэлектронной эмиссией) рассмотрим **диод** (лампу с двумя электродами), применяемый для выпрямления переменного тока, детектирования и выполнения других функций в радиоаппаратуре.

В стеклянном эвакуированном баллоне (рис. 8-2, *а*) укреплены два электрода — анод и катод. Анод выполнен в этом примере в виде металлического цилиндра, расположенного горизонтально и имеющего вывод вверх сквозь стекло. Цилиндрическая форма удобнее, чем плоская, в смысле охвата катода; но возможны и иные формы.

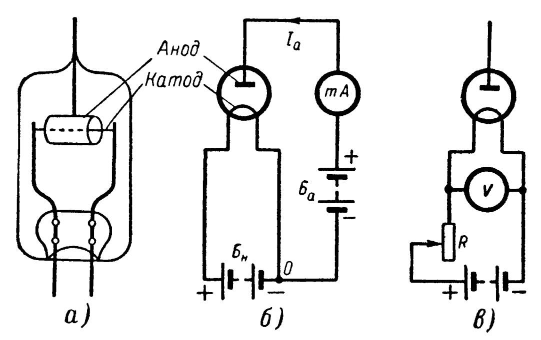


Рис. 8-2. Устройство и включение диода.
а — простейшая конструкция диода; *б* — диод в схеме; *в* — регулировка накала.

Катод в виде нити накала, проходящий по оси цилиндра, имеет два вывода, подключаемые к батарее накала. Электроды лампы принято обозначать на схемах, как показано на рис. 8-2, *б*.

Оба вывода катода (нити накала) подключаются к самостоятельной батарее накала $Б_н$. Ток этой батареи, проходящий по нити, нагревает ее до температуры, при которой достигается достаточная эмиссия электронов. В случае необходимости устанавливать точно заданную температуру нити к ее зажимам подключают вольтметр накала V и реостат R (в соответствии со схемой на рис. 8-2, *в*).

Между анодом и одним из зажимов катода включена анодная батарея $Б_а$ с соблюдением полярности, обеспечивающей притяжение электронов к аноду. Анодный ток измеряется миллиамперметром mA, включенным в цепь анода; величина тока равна сумме зарядов электронов, достигающих анода в течение секунды. Цепь анодного тока идет от плюса анодной батареи $Б_а$ к аноду, затем от анода до катода в эвакуированном пространстве, далее по катоду до общей точки *0* батарей и к минусу батареи $Б_а$ (рис. 8-2, *б*). Направление анодного тока $I_а$ показано обратным направлению движения электронов.

Если бы полярность анодной батареи мы изменили и анод оказался по отношению к катоду отрицательным, то электрическое поле стало бы не ускоряющим, а тормозящим и движение электронов

к аноду прекратилось бы. Это и дает возможность применять диод как выпрямитель переменного тока.

Обратимся к устройству катодов. Для каждого металла, в том числе и для вольфрама, при допустимой температуре эмиттируется определенное (в среднем) число электронов с квадратного миллиметра. Следовательно, размеры катода должны быть такими, чтобы с его поверхности был получен требуемый ток эмиссии. Чем больший анодный ток хотим мы получить, тем большие размеры должен иметь катод; соответственно приходится затрачивать бо́льшую мощность на его нагревание (необходимая, но не полезная затрата мощности).

Чистый вольфрам в этом отношении неэкономичен. Его приходится нагревать до такой температуры (не менее 2 200° С), при которой металл испаряется и катод служит недолго (в среднем до 1 000 *ч*). Лишь в очень мощных лампах перегоревшие вольфрамовые катоды можно заменять, и они там находят применение.

Чтобы снизить рабочую температуру катода, сохранив хорошую эмиссию электронов, необходимо облегчить выход электронов из металла. С этой целью катод покрывают слоем другого металла толщиной в один атом. Контактная разность потенциалов двух металлов частично компенсирует тормозящее действие поверхности основного металла и содействует вылету электронов. Поэтому покрытие катода называют его активацией.

Среди активирующих покрытий можно указать торий, которым покрывается специально обработанная углеродом (карбидированная) поверхность вольфрамовой нити. Торированные карбидированные катоды имеют рабочую температуру не выше 1 700° С (желтое каление) и применяются чаще всего в лампах для радиопередатчиков средней мощности. Лампа с таким катодом может выйти из строя не в результате перегорания нити, а вследствие разрушения активирующего покрытия; в таких случаях говорят, что лампа «теряет эмиссию».

Другим активирующим покрытием могут быть окислы (оксиды) металлов бария или стронция, которые наносятся не на вольфрам, а на никель. Активирующий слой металла выделяется из оксидов при термической обработке катода. Оксидные катоды работают при температуре около 800° С (вишнево-красное каление). Они имеют запас активирующего металла в окислах и потому менее чувствительны к перекалу и более долговечны (5 000 *ч* и более). Кроме того, они способны отдать повышенную эмиссию при кратковременных включениях напряжений (импульсная работа).

Однако все эти катоды непосредственного (п р я м о г о) накала почти не встречаются в радиовещательной приемно-усилительной аппаратуре, питаемой от сети переменного тока. Дело в том, что если нить прямого накала питать переменным током, то общая точка *0* (см. рис. 8-2, *б*) попеременно оказывается под положительным и отрицательным потенциалом относительно середины нити, а потому изменяется (пульсирует) и анодное напряжение, чем может создаться низкочастотный звук (фон) в громкоговорителе приемника.

Гораздо более широко в радиоприемной и телевизионной аппаратуре применяются лампы с катодами, которые питаются переменным током, но имеют неизменный потенциал по отношению к аноду (эквипотенциальные катоды). В них нить накала не предназначена для эмиссии; она лишь нагревает сквозь изоляцию отделенный от нее катод. Такие катоды называются п о д о г р е в н ы м и или катодами к о с в е н н о г о н а к а л а.

Эскиз катода косвенного накала (с вырезом части стенки) изображен на рис. 8-3. Собственно катод представляет собой металлическую трубку *1*, на поверхность которой нанесен слой оксидов *2*, содержащих барий. Внутри трубки помещена свернутая петля нити накала *3*, покрытая теплостойким слоем алунда *4* (изоляционный материал на основе окиси алюминия). Могут встречаться и такие конструкции подогревных катодов, в которых подогреватель выполнен в виде плоской спирали, а катод представляет собой плоский цилиндр, закрытый с одного торца оксидированным дном.

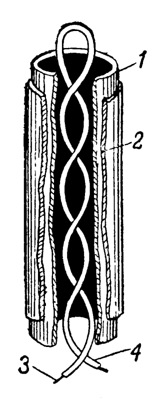


Рис. 8-3. Устройство катода косвенного накала.

На рис. 8-4 дана схема цепей диода с катодом косвенного накала, причем указано питание цепи накала переменным током. Иногда в отличие от этого рисунка катод соединяется с одним из концов нити; однако всегда цепь накала и анодная цепь отделены одна от другой, т. е. не имеют общего участка. Следовательно, переменное напряжение накала не воздействует на анод. Вместе с тем массивный подогревный катод, обладающий тепловой инерцией, обеспечивает постоянство своей средней температуры при переменном токе накала.

Естественно, что при нагреве катода нитью через изоляцию экономичность накала уменьшается. При питании от сети переменного тока вопрос экономичности накала не ставится столь остро, как при батарейном питании переносной аппаратуры. После включения массивные катоды «подогревных» ламп требуют несколько секунд на разогрев до нормальной (эмиссионной) температуры. В схемах, не имеющих соединения катода с нитью, иногда приходится создавать напряжение между ними; это напряжение не должно превышать сотни вольт, так как при больших значениях может произойти пробой алундовой изоляции.

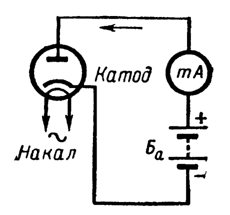


Рис. 8-4. Включение диода с катодом косвенного накала.

Лампы косвенного накала с хорошо отработанной технологией производства имеют срок службы 5 000 *ч* и более.

8-3. ДИОДЫ

Рассмотрим более подробно процессы в анодной цепи диода (применительно к схемам на рис. 8-2, *б* или 8-4). Предположим первоначально, что анодное напряжение отсутствует, т. е. анод присоединен накоротко к катоду. Электроны, эмиттируемые катодом, остаются в пространстве вокруг катода, так как их дальнейшему движению в вакууме препятствует отталкивающее действие ранее вылетевших электронов. Так вокруг катода образуется «облачко» электронов; совокупность зарядов этих электронов носит название о б ъ е м н о г о (или п р о с т р а н с т в е н н о г о) заряда.

Плотность пространственного заряда, т. е. среднее число электронов в единице объема, возрастает с увеличением температуры катода. При заданной же (скажем, нормальной) температуре плот-

ность пространственного заряда сохраняется, так как электронное облачко тормозит движение вновь эмиттируемых электронов, возвращая их к катоду. Отдельные электроны, вышедшие из катода с большой начальной скоростью, могут долететь до анода и навести в его цепи некоторый начальный ток (т. е. ток при отсутствии анодного напряжения); однако этот ток для практического использования недостаточен.

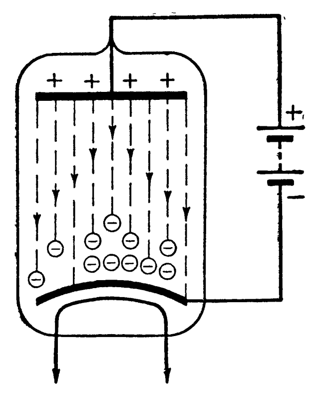


Рис. 8-5 Пространственный заряд под воздействием поля анода.

Когда в анодную цепь включена батарея (или иной источник постоянного напряжения), создающая на аноде положительный потенциал по отношению к катоду, то возникает электрическое поле; часть силовых линий этого поля можно представить заканчивающейся на электронах пространственного заряда, и эти электроны приобретают ускоренное движение к аноду (рис. 8-5). Возникает анодный ток; по мере увеличения анодного напряжения ток возрастает, а плотность пространственного заряда уменьшается. При достаточно большом напряжении на аноде тормозящее поле исчезает и все электроны, вылетая с поверхности катода, сразу попадают в ускоряющее поле, под действием которого они все достигают анода. Дальнейшее повышение напряжения на аноде не вызывает увеличения тока. Наступает режим насыщения. В этом режиме анодный ток I_a равен полному току эмиссии I_e.

Если температуру катода повысить (в допустимых, конечно, пределах), то благодаря увеличению энергии движения электронов в металле возрастает и плотность пространственного заряда вокруг катода. В этом случае режим насыщения будет достигнут при бо́льшем значении анодного напряжения и ток насыщения I_e повысится. Теоретическая зависимость анодного тока I_a от напряжения на аноде U_a (при двух значениях напряжения накала $U_{н1}$ и $U_{н2}$) дана на рис. 8-6.

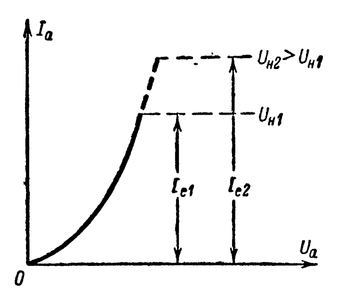


Рис. 8-6. Идеализированные представления зависимости анодного тока от напряжения на аноде (для двух значений напряжения накала).

Можно снять зависимость анодного тока от напряжения на аноде экспериментально, изменяя напряжение скачками при помощи делителя (потенциометра) и каждый раз отсчитывая величину тока. Такая зависимость, представленная графически, называется характеристикой диода. Форма практически снятых характеристик, в общем следуя теоретически предусмотренному ходу, имеет некоторые особенности преимущественно в верхней части (рис. 8-7): характеристики

не имеют резкого перехода к токам насыщения, а в области насыщения все же наблюдается подъем характеристик. Это объясняется, во-первых, исчезновением пространственного заряда, вследствие чего силовые линии электрического поля анода заканчиваются в области насыщения непосредственно на катоде и, содействуя выходу электронов, несколько увеличивают эмиссию. Это — основная причина плавного сгиба характеристик диода с вольфрамовым катодом, для которого еще можно приблизительно назвать величину тока насыщения. Вторая же причина увеличения тока эмиссии с ростом анодного напряжения особенно характерна для ламп с оксидными катодами: оксидный слой дополнительно нагревается проходящим сквозь него анодным током и дает эмиссию не только с поверхности, но и из углублений покрытия. В этих лампах ток насыщения вообще нельзя обнаружить, и рост анодного тока приходится ограничивать значением, безопасным для катода, но находящимся на подъеме характеристики.

Электрическая цепь, в состав которой включен диод, не подчиняется закону Ома: во-первых, при изменении знака анодного напряжения на обратный ток в цепи прекращается; во-вторых, даже и в области положительных напряжений ток изменяется непропорционально напряжению (рис. 8-7). Приборы, нарушающие пропорциональность (прямолинейную зависимость) между напряжением и током, называются н е л и н е й н ы м и. Значит, диод также должен быть отнесен к числу нелинейных приборов.

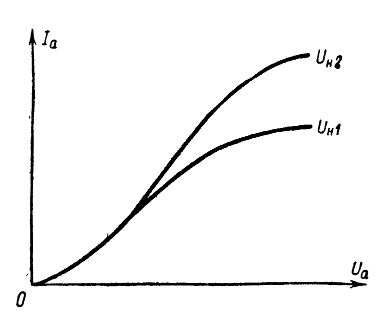


Рис. 8-7. Характеристики диода, снятые практически.

Для обычного проводника в цепи постоянного тока единственной величиной, характеризующей соотношения токов в этом проводнике и приложенных к нему напряжений, является сопротивление (или обратная ему величина — проводимость). Сопротивление может быть названо параметром линейной цепи. Можно ввести представление о параметрах и для нелинейного проводника, в частности для диода. Таким параметром является в н у т р е н н е е с о п р о т и в л е н и е д и о д а. Можно измерить вольтметром напряжение между анодом и катодом, а амперметром — ток через промежуток анод—катод. Отношение напряжения к току будет внутренним сопротивлением диода для постоянного тока. Но рассматривая любую из приводившихся выше характеристик диода, можно убедиться, что это сопротивление не является величиной постоянной, что и свойственно нелинейному прибору. Действительно, при отрицательных напряжениях на аноде ток равен нулю. Значит, в этой области сопротивление равно бесконечности (а проводимость равна нулю). При положительных же анодных напряжениях сопротивление постоянному току будет для разных точек характеристики различным вследствие ее криволинейности.

На рис. 8-8, *а* для точки *A* характеристики сопротивление постоянному току

$$R_0 = \frac{U_{a1}}{I_{a1}},$$

т. е. пропорционально котангенсу угла, образуемого прямой *АО* с горизонтальной осью. Но для других точек характеристики подобный угол будет иным по величине, а потому и сопротивление постоянному току окажется иным.

Возможны и такие случаи, когда, кроме постоянного напряжения $E_а$, на анод диода действует и переменное напряжение с амплитудой $\Delta U_а$. На рис. 8-8, *б* изменяющееся напряжение развернуто по оси времени t вниз. При этом в анодной цепи проходит пульсирующий ток, который содержит и постоянную $I_{а0}$, и переменную $\Delta I_а$ составляющие. Изменяющийся ток развернут на рис. 8-8, *б* по оси времени t вправо. Чтобы найти соотношение между амплитудами анодного

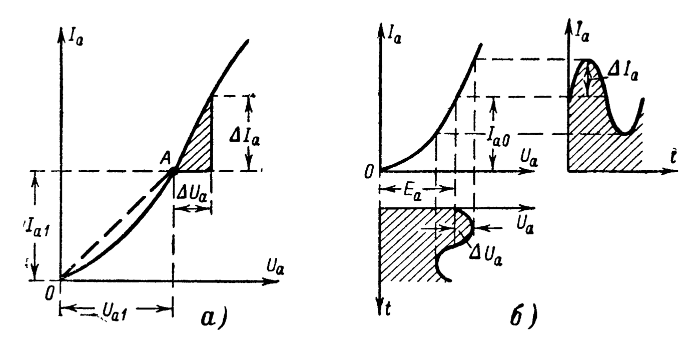


Рис. 8-8. Понятие о внутреннем сопротивлении диода.
а — построение характеристического треугольника; *б* — зависимость между переменным напряжением и переменным током.

напряжения $\Delta U_а$ и анодного тока $\Delta I_а$, нужно знать сопротивление диода переменному току на участке развертки напряжения:

$$R_i = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а}. \qquad (8\text{-}2)$$

Внутреннее сопротивление диода для переменного тока (или, как называют иначе, дифференциальное внутреннее сопротивление) — это отношение прироста анодного напряжения к соответствующему приросту анодного тока. Значок Δ в формуле (8-2) заменяет слово «прирост».

Способ построения временной диаграммы анодного тока, показанный на рис. 8-8, *б*, называется построением тока при помощи развертки анодного напряжения на характеристике диода. Из-за криволинейности характеристики кривая, изображающая во времени величины тока, может оказаться искаженной по сравнению с кривой, изображающей величины напряжения. Такой вид искажения называется н е л и н е й н ы м.

На разных участках характеристики внутреннее сопротивление различно, и можно строго говорить лишь о среднем значении внутреннего сопротивления для того или иного участка конечной длины. Однако основная часть реальной характеристики диода практически прямолинейна. На этой части характеристики дифференциальное

внутреннее сопротивление приблизительно постоянно. Именно эту величину обычно и называют в качестве параметра диода.

Для определения внутреннего сопротивления нет необходимости, конечно, строить развертку (подобную рис. 8-8, *б*). Можно воспользоваться построением, показанным на рис. 8-8, *а*. На характеристике выделяется участок, ограниченный напряжениями U_{a1} и $U_{a1} + \Delta U_a$, которым соответствуют токи I_{a1} и $I_{a1} + \Delta I_a$. Выбранный участок характеристики и отрезки, выражающие приросты напряжения и тока, образуют треугольник, катеты которого равны соответственно ΔU_a и ΔI_a. Измерив их длину и учитывая масштабы осей координат, найдем приближенное значение внутреннего сопротивления для середины выделенного участка характеристики:

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}.$$

Так, например, если для $\Delta U_a = 8$ *в* получается $\Delta I_a = 32$ *ма* $= 32 \cdot 10^{-3}$ *а*, то

$$R_i = \frac{8}{32 \cdot 10^{-3}} = 250 \text{ ом}.$$

Сопротивление переменному току на прямолинейном участке характеристики диода меньше, чем сопротивление постоянному току, что легко показать на примере (рис. 8-8).

Зависимость между приростами напряжения и тока можно оценивать и другим параметром, который называется **крутизной характеристики** диода и соответствует внутренней проводимости диода для переменного тока. Крутизна — это величина, обратная внутреннему сопротивлению:

$$S = \frac{1}{R_i} = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a}. \qquad (8\text{-}3)$$

Если внутреннее сопротивление исчисляется в омах, т. е. в вольтах на ампер, то крутизна должна была бы исчисляться в «обратных омах», т. е. в амперах на вольт. Однако ради практических удобств крутизну принято исчислять в миллиамперах на вольт (*ма/в*).

Крутизна характеристики — это отношение прироста анодного тока к вызвавшему его приросту напряжения на аноде; численно она показывает, на сколько миллиампер увеличится анодный ток, если напряжение на аноде увеличить на 1 *в*. Так, если $R_i = 250$ *ом*, то крутизна

$$S = \frac{1}{250} \text{ а/в} = 4 \text{ ма/в}.$$

Следовательно, крутизна не является независимым параметром диода: если задано внутреннее сопротивление, то тем самым задана и крутизна. Ее можно определить и из характеристического треугольника (рис. 8-8, *а*). Так же, как и внутреннее сопротивление, крутизна непостоянна для разных участков характеристики. В области отрицательных анодных напряжений она равна нулю. За параметр лампы принимают значение крутизны, соответствующее ее прямолинейному крутому участку, в пределах которого крутизна имеет наибольшее и почти постоянное значение.

При технических расчетах иногда бывает допустимым изображать приближенно характеристику диода в виде прямой линии, исходящей из начала координат в положительную область анодных напряжений. Для такой идеализированной характеристики существует единственное значение параметра R_i (или S); в области же отрицательных напряжений внутреннее сопротивление равно бесконечности (крутизна равна нулю). Следовательно, диод, имеющий такую характеристику, все же остается нелинейным, обладающим односторонней проводимостью.

При разработке аппаратуры ультракоротких волн наряду с внутренним сопротивлением диода приходится интересоваться его «паразитным» параметром — емкостью между анодом и катодом $C_{а. к}$. Эта емкость неизбежна как результат взаимного геометрического расположения этих двух электродов вместе с их выводами. Но вместе с тем эта емкость нежелательна, так как ее проводимость $\omega C_{а. к}$ на сверхвысоких частотах может заметно шунтировать диод, уменьшая его выпрямительный эффект. В диодах, предназначаемых для ультракоротких (хотя бы метровых) волн, емкость $C_{а. к}$ исчисляется немногими единицами пикофарад. Для кенотронов (диоды, предназначенные для выпрямителей) этот параметр несуществен.

Следующим параметром диода, важным при определении желательного режима его работы, оказывается допустимая мощность рассеяния на аноде $P_{а.макс}$. Мы знаем, что каждый электрон при ударе об анод отдает на его нагревание энергию, равную произведению заряда e на напряжение $U_а$. Если за секунду достигают анода N электронов, то общая энергия, отдаваемая ими, как раз равна мощности, расходуемой на нагрев анода,

$$P_а = NeU_а = I_а U_а,$$

где $Ne = I_а$ (заряд проходящий через сечение цепи за секунду).

Мощность $P_а$ можно увеличивать лишь до того предела, пока нагрев анода не окажется опасным для лампы (анод плавится, выделяет газы и даже дает дополнительный нагрев катода). Эта максимально допустимая мощность и указывается в качестве параметра диодов, применяемых в выпрямителях. Их режим должен удовлетворять условию $P_а < P_{а. макс}$. В маломощных диодах радиоприемных устройств нагрев анода учитывать не требуется, так как он всегда ниже допустимого.

Для увеличения допустимой мощности при изготовлении ламп принимают конструктивные меры к охлаждению анодов: выполняют их из черненого никеля, дающего хорошее теплоизлучение, с ребрами, увеличивающими площадь охлаждения. В лампах большой мощности применяется искусственное воздушное или жидкостное охлаждение.

Для высоковольтных электровакуумных приборов дополнительным эксплуатационным параметром является наибольшее допустимое обратное напряжение $U_{обр. макс}$. Дело в том, что если диод в процессе работы нагрелся до высокой температуры, то с поверхности анода может возникнуть термоэлектронная эмиссия, способная дать ток в обратном направлении при больших отрицательных напряжениях на аноде. Это приводит к пробою диода между анодом и катодом, чего допускать нельзя.

Важнейший эксплуатационный показатель радиолампы — ее долговечность зависит, очевидно, не только от сохранности свойств

катода. Если какой-либо из перечисленных нами параметров в процессе эксплуатации (или хранения) лампы оказался хуже допустимого значения, то лампу приходится браковать. Поэтому долговечностью (или сроком службы) электронного прибора считают время работы, по истечении которого один из основных параметров выходит за пределы установленных значений или же прибор становится непригодным к нормальной эксплуатации по другим причинам.

Для иллюстрации применения диода (кенотрона) рассмотрим схему простейшего выпрямителя, который используется для питания постоянным (выпрямленным) током нагрузочного (потребляющего) сопротивления R (рис. 8-9, *а*). Источником питания служит сеть переменного тока, в которую включен трансформатор *Тр* своей первичной обмоткой. Одна из двух его вторичных обмоток питает

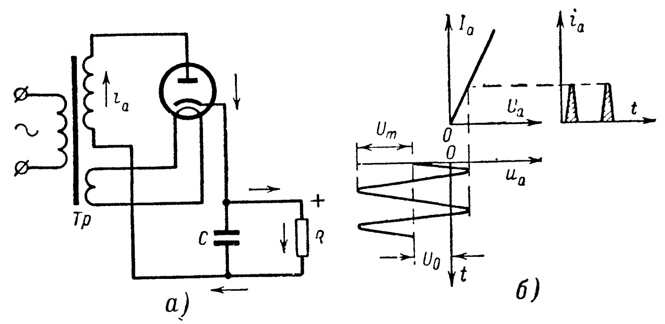


Рис. 8-9. Однополупериодный выпрямитель с кенотроном.
а — схемы; *б* — принцип работы.

накал кенотрона, а другая создает переменное напряжение в анодной цепи. Ток через кенотрон протекает только при положительном анодном напряжении. Направление этого тока — от анода к катоду внутри кенотрона и далее через сопротивление R. Следовательно, через сопротивление R, как и через кенотрон, должны были бы проходить импульсы тока и создавать на этом сопротивлении пульсирующее, а не постоянное напряжение.

Чтобы через нагрузочное сопротивление протекал лишь постоянный ток, параллельно этому сопротивлению включают конденсатор C в роли простейшего фильтра. Идеализируя работу фильтра, мы можем сказать, что между анодом и катодом кенотрона действует не только переменное напряжение вторичной обмотки трансформатора, но и постоянное напряжение, падающее на сопротивлении R и обращенное на анод своим отрицательным знаком. Такая идеализированная картина работы выпрямителя развернута на рис. 8-9, *б*.

Характерно то, что импульс тока через кенотрон длится меньше полупериода: ток может проходить только в те промежутки времени, пока положительное напряжение от трансформатора больше по абсолютной величине, чем постоянное напряжение U_0, падающее на нагрузке (сопротивлении R). В течение отрицательного полупериода напряжение от трансформатора суммируется с напряжением на нагрузке. Чтобы кенотрон не был пробит, сумма $U_0 + U_m$ не должна превышать допустимой для него величины обратного напряжения.

Полезное (выпрямленное) напряжение равно произведению постоянной составляющей тока на нагрузочное сопротивление. Такой выпрямитель, импульсы через который появляются лишь за одну половину периода питающего напряжения, называют однополупериодным.

Более совершенна двухполупериодная (двухтактная) схема выпрямителя, требующая двух кенотронов или одного двойного кенотрона (рис. 8-10, *а*). Здесь оба диода работают поочередно на общее нагрузочное сопротивление *R*. Вывод к нагрузочному сопротивлению взят от средней точки повышающей вторичной обмотки трансформатора. На рис. 8-10, *б* представлены диаграммы напряжения и токов в анодных цепях и сопротивлении *R*. Аноды кенотрона питаются от двух разных половин повышающей обмотки трансформатора; когда напряжение положительно для первого анода, оно отрицательно для второго, и наоборот. Импульсы тока следуют через диод в течение каждого полупериода, причем в сопротивлении *R* эти импульсы направлены всегда в одну сторону — от катода к анодам.

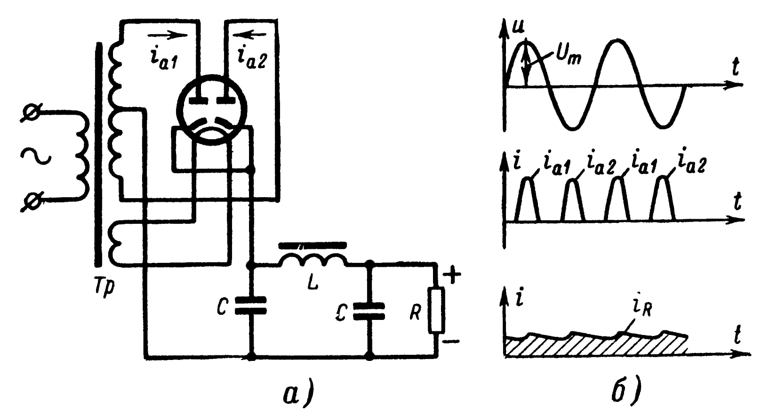


Рис. 8-10. Двухполупериодный выпрямитель.
а — схема; *б* — принцип работы.

Преимущество двухполупериодной схемы состоит в том, что импульсы тока в ней следуют один за другим в два раза чаще, чем в однополупериодной. Это облегчает задачу фильтрации. Для более совершенной фильтрации на схеме изображено П-образное звено фильтра нижних частот.

8-4. ТРИОДЫ

Представим себе электровакуумный прибор с плоским эмиттирующим катодом, плоским анодом и с третьим электродом — проволочной решеткой (сеткой), помещенной между катодом и анодом в вакууме (рис. 8-11, *а*). Напряжение на аноде относительно катода обозначим $U_а$, а напряжение на сетке относительно катода $U_с$. Сетка введена для того, чтобы с помощью небольших изменений напряжения

U_c осуществлять значительные изменения анодного тока $I_а$. Иначе говоря, сетка предназначена служить электродом, который управляет анодным током.

Лампа с тремя электродами называется триодом. Она может применяться для усиления и для генерации колебаний.

Электроны, движущиеся от катода к аноду, вообще имеют возможность пролетать между стержнями сетки. Но количество электронов, пролетающих сквозь сетку за секунду, существенно зависит от напряжения на сетке. Если оно отрицательно по отношению к катоду, то сетка оказывает тормозящее влияние на движение электронов,

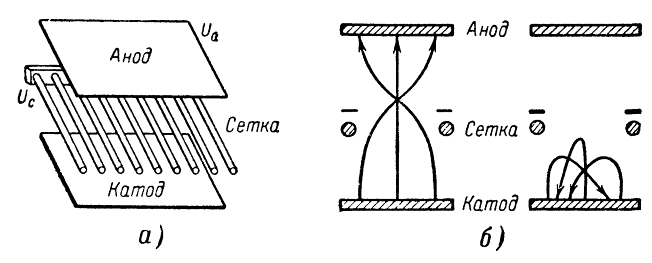


Рис. 8-11. Роль сетки в триоде.
а — условный вид электродов; *б* — траектории электронов при разных величинах отрицательного напряжения на сетке.

создавая на их пути отталкивающий барьер. Можно установить такую величину отрицательного напряжения на сетке, при которой вблизи от катода ускоряющее поле анода исчезнет, а при дальнейшем повышении отрицательного сеточного напряжения поле близ катода сделается тормозящим и анодный ток прекратится. В этом случае говорят, что на сетку подано «запирающее» напряжение.

Если же на сетку включено положительное по отношению к катоду напряжение, то в пространстве между сеткой и катодом напряженность ускоряющего поля повышается, и это приводит к увеличению анодного тока. Следовательно, изменением напряжения на сетке можно изменить анодный ток от нуля до наибольшей достижимой величины.

На рис. 8-11, *б* изображены траектории электронов, выходящих из зоны пространственного заряда перпендикулярно поверхности катода, при положительном напряжении на аноде и отрицательном на сетке. Левый рисунок соответствует небольшому отрицательному напряжению на сетке (здесь показаны только два соседних стержня сетки). Электроны, начавшие свое движение прямолинейно, далее отклоняются отрицательно заряженными стержнями сетки и отклоняются тем более, чем ближе к стержню должна проходить начальная траектория электрона. В некоторой области за сеткой траектории электронов перекрещиваются, или, как принято говорить, электронный поток фокусируется, а затем идет расходящим пучком к поверхности анода. Правый рисунок соответствует значительному отрицательному напряжению на сетке. Электроны не могут пролетать барьер, созданный электрическим полем сетки, и возвращаются к катоду; анодный ток отсутствует.

При положительном напряжении на сетке не только увеличивается ток анода, но часть электронов, движущихся от катода, может

перехватываться сеткой. Следовательно, ток будет существовать не только в цепи анода, но и в цепи сетки (сеточный ток). Обычно сеточный ток полезной работы не выполняет.

Реальные типы триодов имеют сетку в виде цилиндрической спирали и анод в виде круглого или плоского цилиндра. Физические процессы в таких триодах сходны с описанными выше; но в кругло-цилиндрических конструкциях электрическое поле и траектории электронов направлены по радиусам цилиндров.

Широким применением пользуются двойные триоды. Оба триода, смонтированные в одном баллоне, работают либо в одном и том же каскаде аппаратуры, либо выполняют разные функции. Для приемников удобны также сочетания триода с двойным диодом в общем баллоне.

Как было показано, токи анодной и сеточной цепей триода зависят от напряжений на аноде и на сетке (если считать, что напряжение накала установлено нормальным для данной лампы, обеспечивающим

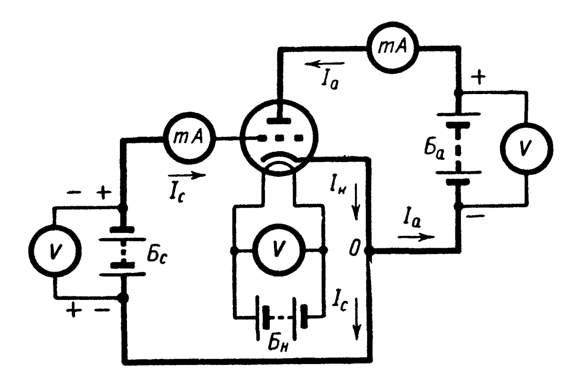


Рис. 8-12. Схема измерения напряжений и токов в анодной и сеточной цепях триода.

требуемую эмиссию катода). Количественную оценку этих зависимостей наглядно представляют нам характеристики триода.

Главной характеристикой является график зависимости величины анодного тока от напряжения на сетке при постоянном напряжении на аноде. Это — сеточная характеристика анодного тока (или короче, анодно-сеточная характеристика). На рис. 8-12 показаны цепи анодного и сеточного токов и цепь накала триода. Миллиамперметры *mA* позволяют отсчитывать ток анодной цепи $I_а$ и ток сеточной цепи $I_с$. Вольтметры *V* измеряют соответственно анодное и сеточное напряжения и напряжение накала. В цепи катода ток $I_к$ является, очевидно, арифметической суммой анодного и сеточного токов ($I_к = I_а + I_с$), которые разветвляются в общей точке *0*. Поэтому в цепи катода отдельный прибор для измерения тока не требуется. Для большей наглядности анодная и сеточная цепи показаны утолщенными линиями.

Установив нормальное напряжение накала $U_н$ и указанное в паспорте лампы анодное напряжение $U_а$, будем изменять напряжение на сетке $U_с$ от отрицательных значений через нуль и далее в области

положительных значений. Такую регулировку в принципе можно осуществлять перестановкой сеточного провода по отводам от элементов батареи. Практически удобнее применить делитель напряжения (потенциометр), который не показан на рис. 8-12, чтобы сохранить наглядность схемы. При каждом значении напряжения на сетке будем отмечать величину анодного тока.

При значительном отрицательном напряжении на сетке ток $I_а$ отсутствует, так как электроны отталкиваются сеткой назад к катоду. Уменьшая постепенно отрицательное сеточное напряжение, мы заметим, что в цепи анода появится ток, который будет нарастать вначале медленно, а затем быстрее. Это свидетельствует о способности положительного анодного напряжения преодолеть действие отрицательного напряжения на сетке, если сеточное напряжение сделалось значительно меньше анодного по абсолютной величине.

Дойдя до нулевого напряжения на сетке и изменив полярность сеточной батареи $Б_с$, будем повышать сеточное напряжение в положи-

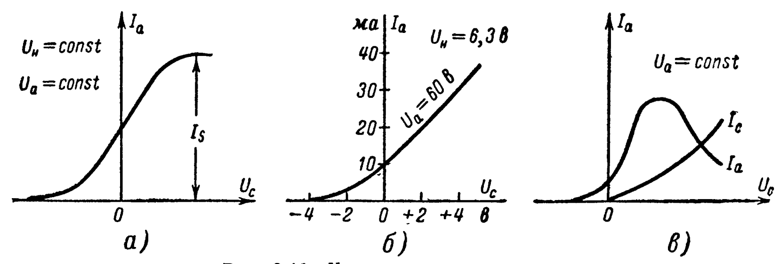


Рис. 8-13. Характеристики триода.

а — анодно-сеточная характеристика для лампы с вольфрамовым катодом; *б* — анодно-сеточная характеристика для усилительной маломощной лампы с подогревным катодом; *в* — характеристики анодного и сеточного токов по напряжению на сетке.

тельной области. Мы обнаружим дальнейший рост анодного тока. Если бы испытуемая лампа имела чисто вольфрамовый катод, то при повышении положительного сеточного напряжения рост анодного тока замедлился бы, а далее совсем прекратился. Это соответствовало бы режиму насыщения.

График, изображающий полученную зависимость, и называется сеточной характеристикой анодного тока (рис. 8-13, *а*). Ток насыщения I_s (при нормальном накале) характеризует свойства лампы с вольфрамовым катодом. Однако наиболее важным (рабочим) участком характеристики является крутой (практически прямолинейный) ее участок.

В лампе с активированным (например, с оксидным) катодом нельзя обнаружить тока насыщения, так как ток эмиссии возрастает за счет дополнительного нагрева активирующего покрытия анодным током. Поэтому в своей верхней части характеристика ограничивается величиной анодного тока, безопасного для катода. Примерная характеристика для маломощного триода с подогревным катодом дана на рис. 8-13, *б*. Эта характеристика подобно предыдущей имеет нижний сгиб в области отрицательных напряжений на сетке.

Второй характеристикой триода является график зависимости величины сеточного тока от напряжения на сетке при постоянном

анодном напряжении. Как мы знаем, ток в цепи сетки появляется только при положительных напряжениях на ней, когда часть электронного потока «перехватывается» проводами сетки. Естественно, что ток, направленный навстречу движению электронов, течет в проводах от катода к сетке, а в лампе — от сетки к катоду (см. рис. 8-12). При небольших положительных сеточных напряжениях ток сетки незначителен — он составляет доли или единицы процентов от анодного тока. Но по мере повышения положительного напряжения на сетке увеличивается число электронов, перехватываемых ею. Сеточный ток становится соизмеримым с анодным. При сравнительно низком анодном напряжении возможно перераспределение потока электронов, которое приводит к увеличению сеточного тока за счет уменьшения анодного, если положительное напряжение на сетке становится выше, чем на аноде.

На рис. 8-13, *в* показана характеристика тока сетки совместно с характеристикой анодного тока при низком анодном напряжении и при изменении сеточного напряжения в больших пределах. Следует учесть, что снятие характеристики в таких пределах может привести к порче лампы, так как при большом токе сетки ее проводники сильно нагреваются электронной бомбардировкой. Еще раз напомним, что в большинстве случаев ток сетки не выполняет в аппаратуре положительных задач, а расход мощности на нагревание сетки вреден.

Теперь рассмотрим, как отражается на процессах в лампе и на ее характеристиках изменение анодного напряжения. После снятия характеристики, показанной, например, на рис. 8-13, *б,* увеличим анодное напряжение и вновь снимем характеристику анодного тока по сеточному напряжению. При повышенном напряжении на аноде возрастет сила притяжения к нему электронов, а потому тормозящее действие отрицательно заряженной сетки преодолевается успешнее. Следовательно, характеристика анодного тока начнется левее, т. е. при большем отрицательном напряжении на сетке, а все дальнейшие значения анодного тока будут выше прежних при равных сеточных напряжениях.

На рис. 8-14, *а* изображены характеристики анодного тока по сеточному напряжению, снятые при $U_а = 60$, 120, 180 и 240 *в*. В первом приближении все эти характеристики различаются лишь расположением в координатных осях: при равном шаге анодного напряжения каждая последующая характеристика получается (правда, приближенно) как результат сдвига влево предыдущей на одну и ту же величину.

Здесь же (ниже) изображены характеристики тока сетки, снятые при анодных напряжениях $U_а = 60$ и 120 *в*. Естественно, что при большем значении $U_а$ ток сетки оказывается меньшим для одних и тех же сеточных напряжений (при большей силе притяжения со стороны анода меньшая часть потока электронов перехватывается сеткой).

Группа характеристик, снятых при разных значениях постоянного напряжения, называется **семейством характеристик**. На рис. 8-14, *а* было представлено семейство характеристик анодного тока (а также семейство характеристик сеточного тока) по сеточному напряжению при заданных каждый раз постоянных анодных напряжениях. Еще раз подчеркнем, что основные (крутые) участки характеристик анодного тока практически приближаются к прямым линиям, и важность этого факта будет разъяснена в дальнейшем.

Но свойства лампы можно изучать и на другого рода характеристиках, представляющих собой зависимости анодного тока от анодного напряжения при заданном для каждой характеристики сеточном напряжении. Характеристики этого типа кратко называются просто анодными.

Возвращаясь к схеме на рис. 8-12 и установив в ней неизменное напряжение на сетке, равное нулю ($U_c = 0$), будем увеличивать анодное напряжение от нуля до больших положительных значений. Мы снимем характеристику, и принципиально, и практически сходную с характеристикой диода (рис. 8-14, *б*). Действительно, при $U_a = 0$ ток равен нулю, ибо анод не протягивает электронов. Значит, начинается характеристика из начала координат и, имея нижний изогнутый участок, идет далее практически прямолинейно.

Если на сетку будет подано отрицательное постоянное напряжение ($U_c < 0$), то характеристика анодного тока по анодному

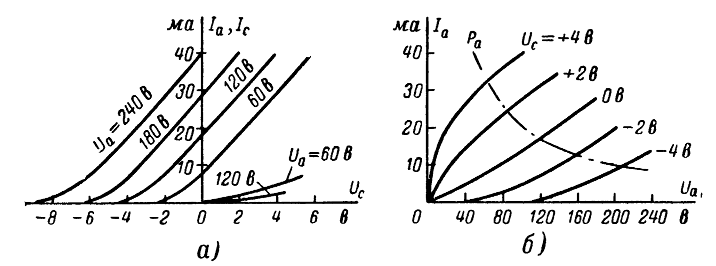


Рис. 8-14. Семейства характеристик триода.

а — характеристики анодного и сеточного токов по сеточному напряжению при разных напряжениях на аноде; *б* — характеристики анодного тока по анодному напряжению при разных напряжениях на сетке.

напряжению начнется не из начала координат, а правее; ведь в этом случае необходимо подать на анод положительное напряжение, достаточное для преодоления тормозящего действия сетки. Чем больше отрицательное сеточное напряжение, тем значительнее сдвиг характеристики вправо (см. рис. 8-14, *б*).

Если на сетке установлен относительно катода постоянный положительный потенциал, то характеристика анодного тока располагается левее основной. Начало таких характеристик тоже совпадает с началом координат, но при этом начальный участок оказывается выпуклым. Этот резкий подъем объясняется перераспределением электронов между положительной сеткой и анодом: при очень низком анодном напряжении электроны, пролетевшие сквозь сетку, попадают в тормозящее поле между сеткой и анодом и образуют между сеткой и анодом второй объемный заряд. При повышении же анодного напряжения ток анода растет резко за счет электронов этого объемного заряда, который исчезает, а также за счет резкого уменьшения тока сетки.

На рис. 8-14, *б* штрих-пунктиром ограничена область допустимых режимов использования лампы по нагреву анода. Эта линия соединяет точки, соответствующие допустимой мощности рассеяния на аноде ($P_a = U_a I_a$). Для лампы, представленной своими характеристиками на рисунке, допустимая мощность составляет только 2 *вт*.

Мгновенные (импульсные) значения мощности могут превышать эту величину, так как анод «остывает» между импульсами.

Семейства характеристик, которые мы рассмотрели, называются семействами статических характеристик, так как они снимаются при постоянных напряжениях на электродах. Семейство характеристик дает достаточно полное представление о свойствах триода. Однако желательно эти свойства выразить цифрами. Такими количественными выражениями свойств триода служат его параметры.

Триод предназначен в первую очередь для усиления сигналов. Усиление в триоде возможно благодаря тому, что сетка расположена между анодом и катодом и потому частично экранирует катод от прямого воздействия поля анода. Собственное же поле сетки воздействует на пространственный заряд беспрепятственно. Параметр, показывающий, во сколько раз сильнее изменение сеточного напряжения действует на величину анодного тока, чем такое же изменение анодного напряжения, называется коэффициентом усиления лампы и обозначается буквой μ.

Увеличив напряжение на сетке на ΔU_c вольт, мы будем наблюдать прирост анодного тока. Если бы мы захотели восстановить прежнее значение тока, убавляя напряжение на аноде, то мы должны были бы уменьшить его на $\Delta U_a > \Delta U_c$. Отношение этих напряжений и является коэффициентом усиления лампы

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_c} \tag{8-4}$$

при неизменном I_a.

Очевидно, что $\mu > 1$ и представляет собой безразмерную величину. Например, если коэффициент усиления $\mu = 25$, то увеличение сеточного напряжения на 0,4 *в* вызовет такой же прирост анодного тока, какой вызвало бы увеличение анодного напряжения на $0{,}4 \cdot 25 = 10$ *в*.

Иногда оказывается удобнее применять в качестве параметра величину, обратную коэффициенту усиления. Этот параметр называется проницаемостью и обозначается буквой D:

$$D = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_a} \tag{8-5}$$

при неизменном I_a.

Физически проницаемость характеризует, какая часть силовых линий поля анода проникает сквозь сетку к катоду. Очевидно, что чем гуще сетка, тем меньше проницаемость, т. е. тем больше коэффициент усиления. Для разных применений триоды могут выбираться с коэффициентами усиления от нескольких единиц до сотни.

В качестве параметра триода, характеризующего влияние сеточного напряжения на величину анодного тока при неизменном анодном напряжении, служит крутизна анодно-сеточной характеристики (или, как принято говорить, крутизна лампы). Величина крутизны показывает, на сколько возрастает анодный ток при увеличении напряжения на сетке на 1 *в*. Крутизна обозначается буквой S:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} \tag{8-6}$$

при неизменном U_a.

Следовательно, по физическому смыслу крутизна имеет размерность проводимости. Но это — не проводимость какой-либо одной цепи лампы, а как бы «взаимная проводимость» цепей сетки и анода. Обычно для крутизны применяется исчисление в миллиамперах на вольт (а не в амперах на вольт), что оказывается удобнее практически. Пусть, например, прирост сеточного напряжения на 0,5 *в* вызвал увеличение анодного тока на 5 *ма*; тогда крутизна составит 10 *ма/в*.

В триодах разных типов значения крутизны могут встретиться от 1—2 до 30—40 *ма/в*. Этот параметр также определяется конструкцией лампы: чем больше эмиттирующая поверхность катода и чем ближе к нему сетка, тем больше крутизна S. Разумеется, в качестве параметра триода (как и для диода) указывается крутизна на прямолинейном восходящем участке характеристики. Большая крутизна составляет достоинство лампы в большинстве применений.

Можно изменять величину анодного тока также изменением напряжения на аноде при неизменном сеточном напряжении. Увеличив анодное напряжение на $\Delta U_а$, мы обнаружим увеличение анодного тока на $\Delta I_а$. Для количественной оценки этой зависимости служит параметр триода, называемый внутренним сопротивлением для переменного тока и обозначаемый символом

$$R_i = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а} \qquad (8\text{-}7)$$

при неизменном $U_с$.

Внутреннее сопротивление выражается в омах, для чего в формуле (8-7) величины $\Delta U_а$ и $\Delta I_а$ должны быть выражены соответственно в вольтах и амперах. Так, например, если прирост напряжения $\Delta U_а = 10$ *в* вызвал увеличение тока $\Delta I_а = 0{,}5$ *ма* $= 0{,}5 \cdot 10^{-3}$ *а*, то внутреннее сопротивление оказывается $R_i = 20\,000$ *ом* $= 20$ *ком*.

Удобно запомнить такое определение: внутреннее сопротивление, выраженное в килоомах, показывает, на сколько вольт потребовалось бы повысить анодное напряжение, чтобы увеличить анодный ток на 1 *ма*.

Практически применяются триоды с величинами внутреннего сопротивления от 0,5 до 100 *ком*.

Внутреннее сопротивление R_i триода — не независимый параметр (так же, как и проницаемость D). Если известны коэффициент усиления μ и крутизна S, то тем самым задано и внутреннее сопротивление. Действительно, путем простого алгебраического преобразования мы найдем:

$$R_i = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а} = \frac{\Delta U_а}{\Delta U_с} \frac{\Delta U_с}{\Delta I_а} = \frac{\mu}{S}.$$

Пусть, например, лампа имеет крутизну $S = 2$ *ма/в* и коэффициент усиления $\mu = 40$. Тогда ее внутреннее сопротивление

$$R_i = \frac{\mu}{S} = \frac{40}{2 \cdot 10^{-3}} = 20\,000 \text{ ом}.$$

Следовательно, триод имеет только два независимых параметра. Конструктивные изменения, влияющие на величину μ или S, отражаются и на значении R_i.

Указанную выше математическую зависимость между параметрами триода чаще дают в виде следующих формул:

$$\left.\begin{aligned} \mu &= S R_i; \\ D S R_i &= 1. \end{aligned}\right\} \qquad (8\text{-}8)$$

Конечно, эти соотношения справедливы лишь в том случае, если все параметры относятся к одному и тому же участку характеристик. Обычно их указывают для крутых (приближенно прямолинейных) участков.

Если имеется экспериментально снятое семейство сеточных или же анодных характеристик анодного тока, то можно найти параметры триода для любого режима, охватываемого этим семейством.

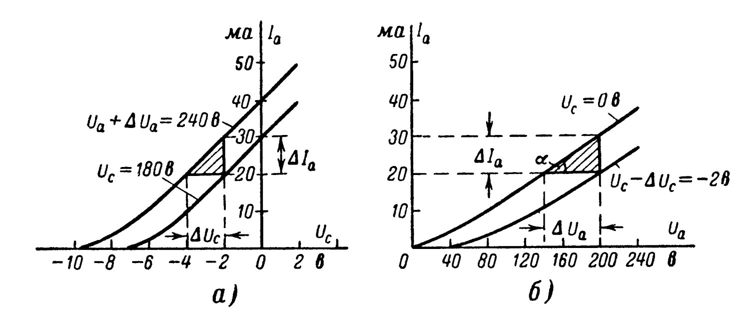


Рис. 8-15. Определение параметров триода.

а — по характеристикам анодного тока в зависимости от сеточного напряжения; *б* — по характеристикам анодного тока в зависимости от анодного напряжения.

Возьмем семейство сеточных характеристик анодного тока (рис. 8-15, *а*). Пусть требуется вычислить параметры для режима, определяемого приблизительно значениями $U_а \approx 210$ *в* и $U_с \approx -3$ *в*. В этом семействе выбраны две характеристики, которые охватывают область интересующего нас режима. Одна из них снята при $U_а = 180$ *в*, а другая при $U_а + \Delta U_а = 180 + 60 = 240$ *в*, причем этими характеристиками охвачена область отрицательных сеточных напряжений. Для определения параметров построим так называемый характеристический треугольник, предусматривая, чтобы интересующий нас режим был внутри него.

Горизонтальный катет этого треугольника ($\Delta U_с$) показывает, насколько нужно изменить сеточное напряжение, чтобы при переходе с характеристики для $U_а$ на характеристику для $U_а + \Delta U_а$ сохранить неизменным анодный ток. Вертикальный катет этого треугольника ($\Delta I_а$) может иметь двоякий смысл. Во-первых, он показывает прирост тока при повышении анодного напряжения на $\Delta U_а$, но при неизменном напряжении на сетке (в данном случае 2 *в*). Во-вторых, этот же катет показывает прирост тока при повышении сеточного напряжения на $\Delta U_с$, но при неизменном анодном напряжении (в данном случае при $+240$ *в*). Так мы нашли все величины, нужные для

определения параметров. Находя на рис. 8-15, *а* числовые значения этих приростов, подсчитаем:

$$\mu = \frac{\Delta U_а}{\Delta U_с} = \frac{60}{2} = 30;$$

$$S = \frac{\Delta I_а}{\Delta U_с} = \frac{10}{2} = 5 \ \textit{ма/в};$$

$$R_i = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а} = \frac{60}{10 \cdot 10^{-3}} = 6\,000 \ \textit{ом} = 6 \ \textit{ком}.$$

По мере перехода на нижние сгибы характеристик крутизна уменьшалась бы, а внутреннее сопротивление возрастало бы. Обычно в справочниках указывают параметры для режима, в котором рекомендуется эксплуатировать данную лампу.

Остановимся кратко на определении параметров по семейству анодных характеристик (рис. 8-15, *б*). Здесь в характеристическом треугольнике горизонтальный катет $\Delta U_а$ показывает, насколько нужно изменить анодное напряжение, чтобы при переходе с характеристики для $U_с$ на характеристику для $U_с - \Delta U_с$ сохранить неизменным анодный ток. Вертикальный катет $\Delta I_а$ имеет двоякий смысл. Во-первых, он показывает прирост тока при повышении сеточного напряжения на $\Delta U_с$, но при неизменном напряжении на аноде (в данном случае 200 *в*); во-вторых, он показывает прирост тока при повышении анодного напряжения на $\Delta U_а$, но при неизменном сеточном напряжении (в данном случае 0 *в*). Значит, из треугольника мы получили все величины, необходимые для определения параметров. Найти их числовые значения предлагается читателю самостоятельно, пользуясь масштабами на рис. 8-15, *б*.

Обратим внимание на то, что подъем анодной характеристики анодного тока определяет не крутизну, а внутреннее сопротивление лампы: чем положе эта характеристика (чем меньше угол α), тем больше R_i.

В массовом производстве ламп определять параметры построением характеристического треугольника было бы слишком сложно. Однако методы автоматизированного измерения параметров основаны также на сопоставлении приростов напряжений и токов.

Кроме основных (усилительных) параметров триода μ и S (и дополнительных R_i и D), приходится интересоваться параметрами, вредными для выполнения некоторых функций лампы, но неизбежными как результат геометрической ее структуры: это м е ж д у э л е к т р о д н ы е е м к о с т и. Емкости анод — катод ($C_{а.\,к}$), сетка — катод ($C_{к.\,с}$) и анод—сетка ($C_{а.\,с}$) зависят от размеров электродов и от расстояний между ними. Для лампы, применяемой в усилителе, емкость $C_{с.\,к}$ может быть названа в х о д н о й е м к о с т ь ю, так как усиливаемое напряжение подводится к зажимам сетка—катод. Емкость $C_{а.\,к}$ называется в ы х о д н о й е м к о с т ь ю, так как с зажимов анод—катод снимается усиленное переменное напряжение. Наконец, емкость $C_{а.\,с}$ должна называться п р о х о д н о й е м к о с т ь ю, так как через нее входная и выходная цепи могут взаимодействовать помимо электронного потока; такое прохождение колебаний может принести ущерб нормальному усилительному и генераторному действию лампы, если речь идет об усилении колебаний достаточно высоких частот. Емкости же $C_{с.\,к}$ и $C_{а.\,к}$ могут существенно

изменить параметры внешних цепей, присоединяемых к этим электродам, нарушая величины параметров цепей, предусмотренные расчетом усилителя или генератора.

Поясним принцип усиления с помощью триода. Для того чтобы изменения анодного тока были пропорциональны изменениям напряжения на сетке (т. е. чтобы сигнал усиливался без нелинейных искажений, о которых упоминалось применительно к рис. 8-8), следует обеспечить работу лампы на прямолинейном участке сеточной характеристики анодного тока. Кроме того, в большинстве маломощных усилителей требуется обеспечить работу лампы без токов в цепи ее сетки. Наличие сеточного тока связано с бесполезным расходом мощности сигнала в цепи сетки, т. е. с уменьшением амплитуды его напряжения из-за падения этого напряжения на внутреннем сопротивлении

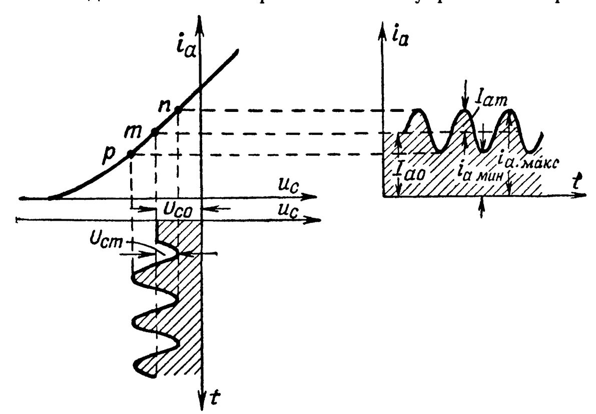


Рис. 8-16. График изменения анодного тока под воздействием переменного напряжения на сетке.

источника сигнала. Чтобы работать без токов сетки, дополнительно включают в цепь сетки источник постоянного отрицательного напряжения U_{c0}, по величине превосходящего возможные амплитуды напряжения сигнала и называемого «напряжением сеточного смещения».

При выполнении указанных требований исходная точка m, определяющая режим лампы при отсутствии сигнала, находится на прямолинейном участке в левой области (рис. 8-16). В этом исходном режиме в анодной цепи проходит постоянный ток I_{a0}.

При воздействии переменного напряжения сигнала, имеющего амплитуду U_{cm}, рабочая точка перемещается по характеристике между пунктами n и p; значит, анодный ток пульсирует в пределах от $i_{\text{а. мин}}$ до $i_{\text{а. макс}}$, т. е. в анодной цепи одновременно протекают переменная составляющая тока с амплитудой I_{am} и прежняя постоянная составляющая I_{a0}. На рис. 8-16 сеточное напряжение и анодный ток развернуты во времени.

Если параметры лампы известны, то можно выразить амплитуду анодного тока через амплитуду напряжения на сетке:

$$I_{am} = SU_{cm} = \frac{\mu U_{cm}}{R_i}.$$

В соответствии с последним равенством мы имеем право рассматривать действие переменного сеточного напряжения как включение генератора переменной э. д. с. с амплитудой μU_{cm} в анодную цепь лампы, которая обладает внутренним сопротивлением R_i. Но при этом нельзя использовать усилительных свойств лампы, так как отсутствует нагрузочное сопротивление, на котором выделялось бы усиленное напряжение. Иначе говоря, в случае, изображаемом на рис. 8-16, батарея анодного питания с э. д. с. $E_а$ включена между анодом и катодом (см. рис. 8-12); эта батарея не представляет собой сопротивления для переменного тока, а потому для этого тока анодная цепь является короткозамкнутой.

Чтобы использовать усилительные свойства лампы, необходимо включить в ее анодную цепь нагрузочное сопротивление (например,

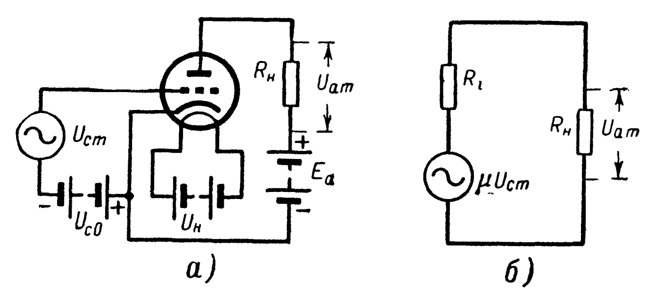


Рис. 8-17. Усилитель напряжения на триоде.
а — простейшая схема; *б* — эквивалентная схема анодной цепи усилителя для переменного тока.

активное), с которого можно снимать усиленное переменное напряжение. Режим работы лампы при воздействии на ее вход (на зажимы сетка—катод) переменного напряжения и при наличии в анодной цепи нагрузочного сопротивления можно назвать рабочим режимом.

В схеме на рис. 8-17, *а* в цепи сетки лампы-усилителя включены последовательно источник постоянного сеточного напряжения $U_{с0}$ и источник переменного усиливаемого напряжения с амплитудой U_{cm}. В цепи анода последовательно с источником постоянного питающего напряжения $E_а$ включено нагрузочное сопротивление $R_н$. Через это сопротивление проходит анодный ток; постоянная составляющая $I_{а0}$ этого тока образует на сопротивлении $R_н$ падение напряжения $I_{а0}R_н$, уменьшающее величину анодного напряжения, подаваемого на лампу. На зажимах анод — катод лампы остается постоянное напряжение

$$U_{а0} = E_а - I_{а0}R_н.$$

Для рабочего режима лампы, нагруженной активным сопротивлением, характерно следующее обстоятельство: при увеличении напряжения на сетке уменьшается напряжение на аноде (и обратно). Действительно, когда сеточное напряжение изменится на $\Delta U_с$, анодный ток получит изменение на $\Delta I'_а = S\Delta U_с$ по определению крутизны из формулы (8-6). Если анодное напряжение изменится на $\Delta U_а$, то анодный ток окажется изменившимся на $\Delta I''_а = \Delta U_а/R_i$ по опре-

делению внутреннего сопротивления из формулы (8-7). Следовательно, при одновременном изменении сеточного и анодного напряжений общее изменение тока окажется

$$\Delta I_а = \Delta I'_а + \Delta I''_а = S\,\Delta U_с + \frac{\Delta U_а}{R_i} = S\left(\Delta U_с + \frac{\Delta U_а}{SR_i}\right),$$

или, учтя значение $\mu = \frac{1}{D} = SR_i$ из формулы (8-8), найдем важнейшее соотношение анодного тока и обоих напряжений:

$$\Delta I_а = S(\Delta U_с + D\Delta U_а).$$

В случае усилителя по схеме на рис. 8-17, *а* увеличение сеточного напряжения вызывает прирост анодного тока, но при этом возрастает и падение напряжения на нагрузочном сопротивлении, а напряжение на аноде соответственно уменьшается. В результате этих двух противоположных влияний прирост анодного тока окажется меньше, чем он был бы при отсутствии нагрузочного сопротивления ($R_н = 0$), когда не было бы и обратного воздействия (реакции) со стороны анода.

Положим теперь, что на вход «нагруженной» лампы воздействует переменное напряжение сигнала. Амплитуду этого напряжения мы будем считать изменением сеточного напряжения, приравняв $\Delta U_с = U_{сm}$. Точно так же представим амплитуду анодного тока его приростом $\Delta I_а = I_{аm}$, а амплитудой переменного напряжения на аноде сможем назвать прирост анодного напряжения $\Delta U_а = U_{аm}$. Подставив эти значения в последнюю формулу и учтя, что напряжение, падающее на сопротивлении $R_н$, отнимается от напряжения на аноде, получим:

$$I_{аm} = S(U_{сm} - DI_{аm}\,R_н) = SU_{сm} - \frac{I_{аm}\,R_н}{R_i}.$$

Перенося слагаемые, содержащие $I_{аm}$, в левую часть и вынося $I_{аm}$ за скобки, напишем:

$$I_{аm}\left(1 + \frac{R_н}{R_i}\right) = SU_{сm} = \frac{\mu U_{сm}}{R_i}$$

или, прибегая к выражению закона Ома, найдем:

$$I_{аm} = \frac{\mu U_{сm}}{R_i + R_н}. \qquad (8\text{-}9)$$

Таким образом, рассматривая только переменные состовляющие напряжений и токов в цепи анодов, мы можем составить для этой цепи эквивалентную схему в соответствии с рис. 8-17,*б*. Здесь усилитель изображен в виде генератора переменной э. д. с. с амплитудой $\mu\,U_{сm}$ и с внутренним сопротивлением R_i. Этот генератор работает на внешнее сопротивление $R_н$.

Во сколько же раз усиливается напряжение в таком устройстве? Напряжение на выходе усилителя, т. е. на сопротивлении $R_н$ (усиленное напряжение сигнала),

$$U_{аm} = I_{аm}\,R_н = \frac{\mu\,U_{сm}}{R_i + R_н}\,R_н.$$

Отношение усиленного переменного напряжения к напряжению сигнала, воздействующему на сетку, назовем коэффициентом усиления нашего устройства (усиление по напряжению)

$$K = \frac{U_{am}}{U_{cm}} = \mu \frac{R_н}{R_i + R_н}. \quad (8\text{-}10)$$

Следовательно, коэффициент усиления можно вычислить, зная параметры лампы и величину нагрузочного сопротивления. Пусть, например, лампа в выбранном режиме имеет $\mu = 25$ и $R_i = 12\,000$ *ом*; она нагружена сопротивлением $R_н = 8\,000$ *ом*. Тогда ее коэффициент усиления будет $K = 10$. Вполне очевидно, что при нагрузочном сопротивлении $R_н$ любой величины получается $K < \mu$, так как в эквивалентной схеме часть эквивалентной э. д. с. расходуется в виде падения напряжения на внутреннем сопротивлении R_i.

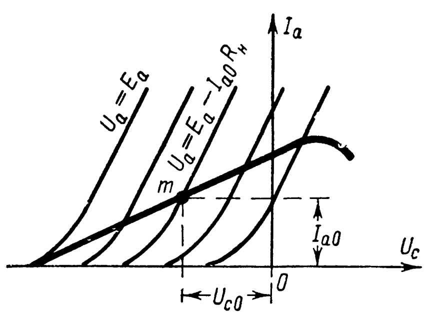


Рис. 8-18. Динамическая характеристика лампы, нагруженной активным сопротивлением.

Для того чтобы определить, насколько круто изменяется анодный ток нагруженной лампы при изменениях сеточного напряжения, разделим в формуле (8-9) обе части на U_{cm} и назовем отношение $\Delta I_a / \Delta U_c$ крутизной динамической характеристики

$$S_д = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} = \frac{I_{am}}{U_{cm}} = \frac{\mu}{R_i + R_н} = S \frac{R_i}{R_i + R_н}. \quad (8\text{-}11)$$

Крутизна динамической характеристики, следовательно, оказывается меньше, чем крутизна статической характеристики той же лампы, и притом тем меньше, чем больше нагрузочное сопротивление $R_н$ в сравнении с R_i.

На рис. 8-18 показано семейство статических характеристик. Исходный режим определяется положением точки m на той характеристике, которая соответствует постоянному смещению U_{c0} на сетке и напряжению на аноде $U_{a0} = E_a - I_{a0}R_н$.

При изменениях сеточного напряжения в ту и другую стороны от U_{c0} анодный ток меняется по динамической характеристике, крутизна которой соответствует формуле (8-11) и которая изображена на рис. 8-18 утолщенной линией. Заметим, что слева начинается динамическая характеристика вместе со статической, соответствующей $U_a = E_a$, где E_a — полное напряжение анодной батареи Справа же, в области положительных сеточных напряжений, динамическая характеристика может иметь снижение вследствие малых остаточных напряжений на аноде (см. рис. 8-13, *в*).

Построение, выполненное на рис. 8-18, относится к лампе, нагруженной активным сопротивлением $R_н$, величину которого мы считаем одинаковой как для постоянного, так и для переменного анодного тока. В тех случаях, когда нагрузочное сопротивление содержит реактивности, построение динамической характеристики может иметь те или иные особенности

8-5. ЛАМПЫ С НЕСКОЛЬКИМИ СЕТКАМИ

Триоды находят себе применение в каскадах усиления низкой частоты приемников, в усилителях сверхвысоких частот, выполняемых по специальным схемам, во многих импульсных устройствах и иногда в мощных каскадах передатчиков. Однако триод не является основным типом лампы для радиоаппаратуры из-за присущих ему недостатков.

Первый недостаток триода — значительная емкость анода — сетка ($C_{а.с}$). Эта емкость для триодов составляет во всяком случае несколько пикофарад и при сигналах достаточно высоких частот дает заметную проводимость $\omega C_{а.с}$ между цепями анода и сетки (рис. 8-19). Вредное явление этой емкости заключается в том, что под действием переменного напряжения, образованного на аноде при наличии нагрузочного сопротивления, из анодной цепи переменный ток ответвляется через эту емкость в сеточную цепь. Значит, выходное напряжение воздействует обратно на вход лампы, т. е. имеет место так называемая обратная связь. Совместное воздействие на вход лампы двух напряжений (сигнала и обратной связи) может резко и неблагоприятным образом изменить усилительные свойства лампы[1].

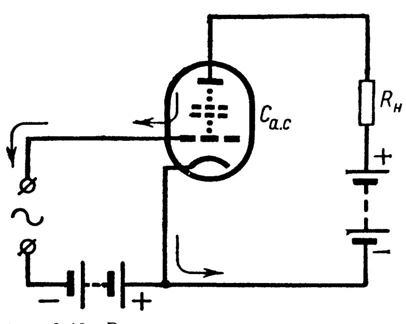


Рис. 8-19. Влияние емкости анод — сетка в триоде.

Вторым недостатком триода оказывается небольшой его коэффициент усиления μ. Казалось бы, что конструкцией достаточно густой сетки можно достигнуть коэффициента усиления любой желаемой величины. Однако в таком случае уже небольшое отрицательное напряжение на сетке будет запирать лампу, а потому ее характеристики (см. рис. 8-14, *а*) будут располагаться в основном правее начала координат — в области положительных сеточных напряжений. Принято говорить, что триод с большим μ является «правой» лампой, а потому работает в качестве усилителя при наличии токов в цепи сетки; это, как мы указывали, приводит к вредной потере мощности источника сигнала.

Оба эти недостатка в известной мере уменьшаются путем размещения между управляющей сеткой и анодом еще одного электрода — экранирующей сетки. Такое дополнение дает четырехэлектродную лампу — тетрод. Одна из возможных конструкций тетрода и схема его включения (с сопротивлением $R_н$ в цепи анода) показаны на рис. 8-20. Экранирующая сетка, которая закрывает полностью управляющую сетку и катод, укреплена на горизонтальном плоском металлическом диске. Экранирующая сетка и диск ослабляют емкостное взаимодействие между анодом и первой сеткой, а также между их монтажными проводами.

---

[1] На рис. 8-19, как и в дальнейшем, мы не показываем батареи накала, подразумевая, что катод нагревается (прямым или косвенным путем).

Сетка c_2 в тетроде уменьшает емкость между анодом и управляющей сеткой до величины порядка сотых и даже тысячных долей пикофарады. Тем самым резко ослабляется обратная связь выходной цепи со входной (т. е. проводимость $\omega C_{а.с}$); так устраняется первый недостаток триода. Вместе с тем действие анодного поля на поверхность катода ослабляется двумя сетками, а потому доля силовых линий, проникающая от анода к катоду сквозь обе сетки, резко уменьшается и коэффициент усиления μ может достигать величины в несколько сотен (и до тысячи). Обычно экранирующая сетка бывает гуще, чем управляющая.

Экранирующая сетка не должна иметь нулевой потенциал относительно катода, так как она в этом случае не будет давать электронам ускорения, необходимого для их движения к аноду; анод же сквозь две сетки создает слабое притяжение электронов, и ток в его цепи

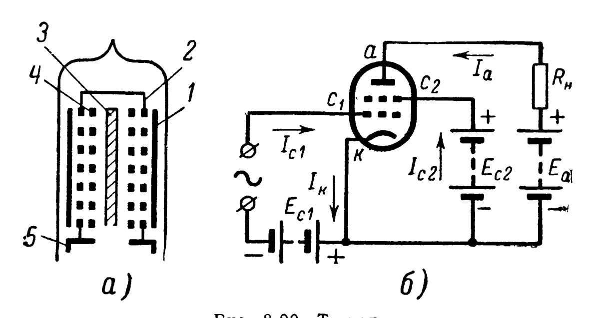


Рис. 8-20. Тетрод.
а — устройство (*1* — анод, *2* — экранирующая сетка, *3* — катод, *4* — управляющая сетка, *5* — диск-экран); *б* — схема питания электронов.

будет слишком малым. Поэтому на экранирующую сетку подают положительное напряжение от источника E_{c2} (рис. 8-20, *б*), причем величина этого напряжения берется обычно от 0,25 до 0,5 величины анодного напряжения. Естественно, что часть электронов при этом будет перехватываться этой сеткой и в ее цепи возникнет ток I_{c2}, а катодный ток $I_к$ окажется суммой трех токов. Полезной работы ток I_{c2} не выполняет.

На рис. 8-21 представлены возможные варианты питания экранирующей сетки от анодной батареи: с помощью отвода от нужной части батареи, с помощью последовательного сопротивления, на котором гасится избыточная часть полного напряжения батареи ($I_{c2}R_{c2}$), и с помощью делителя, составленного из двух сопротивлений (R_1 и R_2). Первый способ имеет практические неудобства, второй выгоден для приемников с батарейным питанием, а третий наряду со вторым применяется для приемников с питанием от сети переменного тока через выпрямитель.

Между экранирующей сеткой и катодом должен включаться конденсатор $C_э$, создающий практически короткое замыкание этой сетки на катод для переменного тока частоты сигнала. Емкость этого конденсатора для сигналов радиочастоты — десятки тысяч или по меньшей мере тысячи пикофарад. Этот конденсатор устраняет обрат-

ное воздействие анода на управляющую сетку через две последовательные емкости (анод — экранирующая сетка и экранирующая — управляющая сетки), отводя переменный ток с экранирующей сетки на катод; он же обеспечивает постоянство потенциала экранирующей сетки относительно катода, исключая влияние этой сетки на переменный электронный поток.

Второй недостаток триода («правое» расположение характеристик при большом μ) также устраняется в тетроде благодаря наличию экранирующей сетки. Мы уже сказали, что общий коэффициент усиления лампы оказывается большим благодаря малой проницаемости двух сеток для поля анода. Для экранирующей же сетки получается по отношению к катоду сквозь управляющую сетку значительно большая проницаемость, чем для анода, а потому величина электронного потока в лампе определяется не столько влиянием анодного напряжения, сколько влиянием напряжения на экранирующей

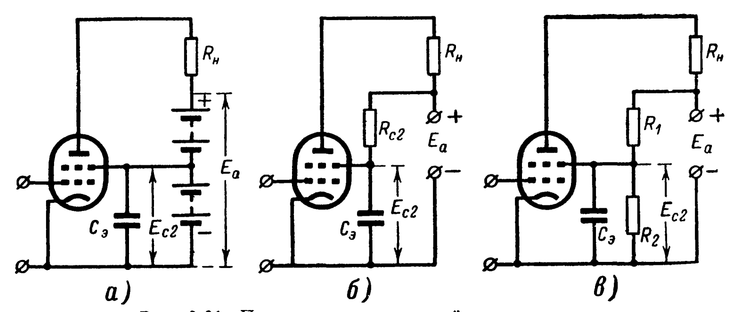


Рис. 8-21. Питание экранирующей сетки тетрода.
а — отводом от анодной батареи; *б* — через гасящее сопротивление; *в* — с делителем напряжения.

сетке. Эта сетка служит как бы «анодом», но таким, сквозь который большая часть электронов пролетает и попадает на основной анод.

На рис. 8-22, *а* показаны две группы характеристик, соответствующих двум значениям напряжения U_{c2}, но при одних и тех же (для обеих групп) анодных напряжениях. Эти группы сильно смещены друг от друга. В каждой же группе — по две характеристики, снятые при разных значениях $U_а$. Мы видим, что влияние изменения $U_а$ незначительно; оно приводит лишь к небольшому «веерообразному» расхождению характеристик. Малое влияние изменений $U_а$ соответствует большому коэффициенту усиления лампы. Вместе с тем при правильном выборе величины U_{c2} семейство анодных характеристик по напряжению управляющей сетки может быть получено достаточно «левым» для нормальных значений $U_а$.

Простой тетрод тоже имеет свой недостаток, препятствующий широкому применению этого вида лампы. Если в процессе работы усилителя напряжение на аноде окажется меньше, чем на экранирующей сетке, то наблюдается резкое уменьшение анодного тока. Это явление называется динатронным эффектом и наглядно наблюдается на характеристике анодного тока по анодному напряжению (рис. 8-22, *б*): характеристика получает «провал» с двумя перегибами. На некотором падающем участке *АБ* этой характеристики

рост анодного напряжения приводит к уменьшению анодного тока, что вызывает искажение усиливаемого сигнала

В основе динатронного эффекта лежит вторичная электронная эмиссия с поверхности металла: при ударах достаточно быстрых электронов о поверхность металла часть энергии расходуется на нагревание металла, но некоторая часть передается непосредственно свободным электронам внутри металла, давая им возможность выхода во внешнее пространство. Это и есть вторичная эмиссия электронов. Один быстрый электрон может высвободить из металла несколько вторичных электронов.

Вторичная эмиссия может существовать, например, с поверхности анода в триоде, но она здесь незаметна, так как медленные вторичные электроны не могут удалиться от анода и притягиваются им обратно (сколько электронов освобождается, столько же и возвращается). В тетроде же (см. рис. 8-22, *б*) при повышении анодного напряжения

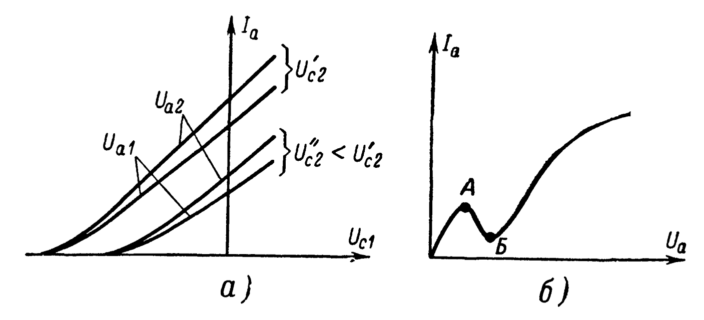


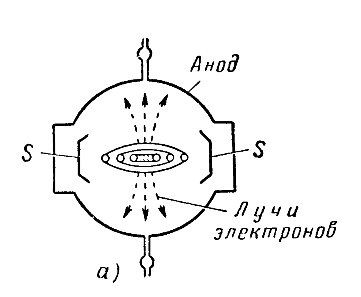
Рис. 8-22. Характеристики тетрода.
а — зависимость анодного тока от напряжения на управляющей сетке; *б* — зависимость анодного тока от напряжения на аноде

от нуля анодный ток сначала возрастает, так как при малой скорости первичные электроны не могут выбить вторичных. Далее с ростом анодного напряжения возникает вторичная эмиссия; число выбиваемых электронов больше, чем число первичных, и анодный ток уменьшается. Вторичные электроны притягиваются экранирующей сеткой, потенциал которой выше анодного, и ток в цепи экранирующей сетки возрастает. Далее с ростом анодного напряжения все большая и большая доля вторичных электронов возвращается к аноду; анодный ток возрастает. Более того, при больших напряжениях на аноде ток анода дополнительно растет за счет притяжения вторичных электронов, выбиваемых из экранирующей сетки.

Как же устранить динатронный эффект в тетроде? Одним из путей к этому является лучевая конструкция тетрода (л у ч е в о й т е т р о д). В таком тетроде обе его сетки выполнены с одинаковым числом витков, а витки размещены строго в створе (друг против друга). Благодаря этому электроны, приобретающие после фокусировки первой сеткой форму плоских лучей, пролетают сквозь вторую сетку, не ударяясь об ее витки. Тем самым уменьшается бесполезный ток в цепи экранирующей сетки Цилиндрической формы анод этой лампы имеет большой радиус, и его внутренняя поверхность удалена от

плоских сторон экранирующей сетки, вследствие чего притяжение вторичных электронов к экранирующей сетке ослабляется. Чтобы электроны выходили лишь через плоские стороны сетки, т. е. по наиболее длинному пути до анода, в лампе помещены вертикальные металлические пластины S, соединенные с катодом, т. е. имеющие нулевой потенциал. Эти пластины отталкивают от себя электроны, содействуя образованию «лучей» веерной формы (рис. 8-23, *а*).

Если в лучевом тетроде напряжение экранирующей сетки выше анодного, то в промежутке между анодом и экранирующей сеткой первичные электроны тормозятся и образуется отрицательный объемный заряд. Он отталкивает вторичные электроны, выбиваемые из анода, и возвращает их обратно на анод. Значит, объемный заряд играет «защитную» роль. В обычном тетроде поток электронов рассеивается витками сеток и не может создать подобного объемного заряда.



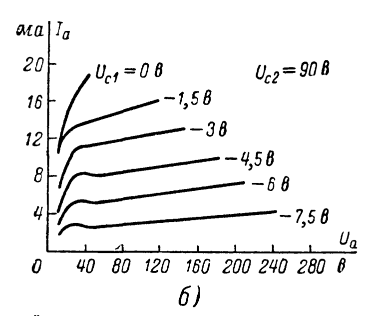


Рис. 8-23. Лучевой тетрод.
а — схема устройства и принцип работы; *б* — семейство анодных характеристик.

На рис. 8-23, *б* приведены анодные характеристики лучевого тетрода. Благодаря описанной выше конструкции динатронные «провалы» совсем незначительны, рабочими участками являются пологие участки, начинающиеся при малых анодных напряжениях. Применяются лучевые тетроды в выходных каскадах приемников и в передающих устройствах, в том числе достаточно большой мощности.

Существует и другой способ устранения динатронного эффекта: на пути электронов между экранирующей сеткой и анодом помещается третья сетка, обычно соединяемая с катодом, т. е. имеющая нулевой потенциал, который препятствует движению вторичных электронов от анода к экранирующей сетке. Третья сетка называется з а щ и т н о й или антидинатронной, а лампа с пятью электродами получила название п е н т о д.

Достоинства пентода — малая проходная емкость, левое расположение сеточных характеристик анодного тока при невысоком анодном напряжении и устранение динатронного эффекта — обеспечивают пентоду очень широкое применение. Схема простейшего усилителя на пентоде показана на рис. 8-24.

Наличие трех сеток делает коэффициент усиления пентодов очень большим. Очень большим оказывается, следовательно, и внутреннее сопротивление (около миллиона ом). Крутизна имеет значения

приблизительно в тех же пределах, что и для триода. У пентодов величина проходной емкости того же порядка, что и у тетродов, или еще меньше.

Большие значения внутреннего сопротивления пентодов свидетельствуют о том, что прирост анодного напряжения очень мало перемещает сеточную характеристику анодного тока. Вместе с тем при вычислении по формуле (8-9) коэффициента усиления лампы, нагруженной сопротивлением, можно пренебречь в знаменателе величиной $R_н$ по сравнению с очень большой величиной R_i. Тогда получим:

$$K \approx \mu \frac{R_н}{R_i} = SR_н. \qquad (8\text{-}12)$$

Для усиления важнейшим параметром пентода оказывается крутизна S. Разумеется, коэффициент усиления нагруженной лампы гораздо меньше, нежели ее статический коэффициент усиления ($K \ll \mu$).

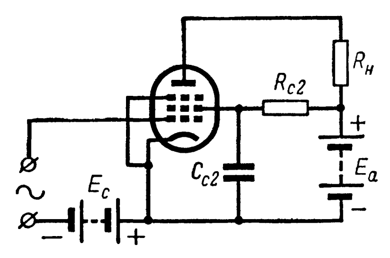


Рис. 8-24. Простейшая схема усилителя на пентоде.

Из сказанного следует, что и крутизна динамической характеристики [см. формулу (8-11)] практически не будет отличаться от крутизны статической характеристики, а потому изображать графически работу нагруженного пентода так, как была она представлена для триода на рис. 8-18, не имеет смысла (слишком велики будут неточности). Значительно точнее и нагляднее работа нагруженного пентода изображается в семействе характеристик анодного тока по анодному напряжению.

В качестве примера на рис. 8-25 приведено семейство анодных характеристик широко распространенного пентода типа 6Ж3П ($S = 5$ *ма/в*, $R_i = 0{,}8$ *Мом*, $\mu = 4\,000$). Здесь же показаны характеристики тока экранирующей сетки при двух значениях напряжения управляющей сетки (защитная сетка в данном случае замкнута на катод внутри лампы). На этом же семействе анодных характеристик нанесена динамическая характеристика приблизительно для рекомендуемого режима в случае нагрузочного сопротивления $R_н = 8000$ *ом*. О таком построении динамической характеристики необходимо сказать несколько слов.

Мы уже указывали, что рабочими участками анодных характеристик пентода являются пологие почти прямолинейные участки; как известно, чем больше внутреннее сопротивление R_i, тем более полога характеристика. Нормальное напряжение источника анодного питания выбирается так, чтобы точка A лежала под областью прямолинейных участков характеристик. Если бы сопротивление $R_н = 0$ (короткозамкнутая анодная цепь), то при повышении напряжения первой сетки анодный ток возрастал бы по вертикальной прямой ABC, так как анодное напряжение оставалось бы неизменным и равным $0A$. Если в цепи анода имеется активное сопротивление $R_н$, то при отсутствии анодного тока величина $0A$ начального анодного напряжения сохранится, так как падения напряжения на $R_н$ нет.

При повышении же напряжения на управляющей сетке будет раст анодный ток и пропорционально ему будет увеличиваться падени напряжения на $R_н$. Напряжение между анодом и катодом

$$U_а = E_а - I_а R_н$$

соответственно окажется уменьшающимся, а потому рабочая точк из точки A переместится по наклонной прямой к точке D, дале к точке E и т. д. Чем больше сопротивление $R_н$, тем более наклонно окажется прямая ADE, т. е. тем меньше будет угол α. Эта прямa называется динамической характеристикой в анодной системе коор динат. На рисунке наклон α соответствует $R_н = 8\,000$ *ом*, в чем легк

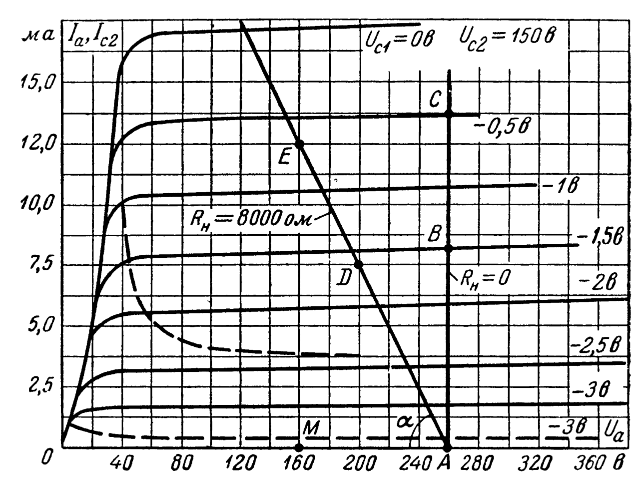


Рис. 8-25. Семейство характеристик в анодных координатах пентода типа 6Ж3П.

убедиться, разделив, например, отрезок $AM = 100$ *в* на отрезо $ME = 12{,}5$ *ма*:

$$R_н = \frac{I_а R_н}{I_а} = \frac{100}{12{,}5 \cdot 10^{-3}} = 8\,000\ ом.$$

Еще раз упомянем, что изображать процессы работы ламп с помощью такого вида динамической характеристики может быт иногда более удобным, нежели в сеточно-анодной системе координа

Во многих усилителях слабых сигналов желательно получат возможность плавной регулировки коэффициента усиления K. И формулы (8-12) очевидно, что достигнуть такой возможности мыслим плавным изменением крутизны S того участка характеристики анод ного тока по сеточному напряжению, где находится рабочая точка Это достигается устройством управляющей сетки с переменным шаго намотки. При такой сетке отрицательное смещающее напряжение достаточное для запирания электронного потока сквозь частые витки оказывается недостаточным для редких витков, и характеристик

получает удлиненный «хвост» (рис. 8-26), на который и следует перемещать рабочую точку при приеме сильных сигналов. Обычно в приемниках такое перемещение осуществляется автоматически.

Основные направления работ по усовершенствованию приемно-усилительных ламп относятся в первую очередь к пентодам, как к наиболее массовому виду этих ламп. Работы ведутся по повышению крутизны S, по увеличению прочности (например, вибростойкости) пентодов и по улучшению других показателей, в том числе — долговечности.

Замена сеток, навитых в виде спирали, рамочными сетками из туго натянутых тончайших проволок позволила уменьшить расстояние между катодом и сеткой и тем самым повысить крутизну (например, до 30 *ма/в* в пентодах типа 6Ж23П). Другой способ повышения крутизны — введение дополнительной (четвертой) сетки между катодом и управляющей сеткой. Такая катодная сетка получает относительно катода небольшое положительное напряжение, вследствие чего электронное облако перемещается ближе к управляющей (второй) сетке, это и приводит к увеличению крутизны. Естественно, что число ламп с большой крутизной в усилителе уменьшается (при одном и том же общем коэффициенте усиления) по сравнению с числом ламп, имеющих малую крутизну.

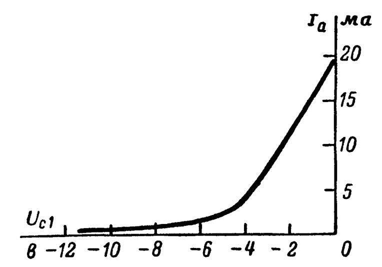


Рис. 8-26. Пентод с удлиненной характеристикой.

Для переносной миниатюрной радиоаппаратуры созданы отечественные лампы со стержневыми электродами. В них центральное место (в вертикальной конструкции) занимает катод (нить прямого накала). Параллельно катоду по бокам размещены два стержня, выполняющие роль первой сетки. Электроны между этими двумя стержнями расходятся в обоих направлениях и на своем пути проходят мимо стержней, являющихся второй и третьей сетками и доходят до стержней, выполняющих роль анода. Стержни, прочно закрепленные внутри сверхминиатюрного баллона, обеспечивают лампе вибропрочность.

Чтобы закончить параграф о лампах с многими электродами, следует упомянуть также о специальных видах приборов для преобразования частоты в супергетеродинных приемниках. Это лампы двойного управления электронным потоком; иначе говоря, на пути электронов от катода к аноду в них имеются по две управляющие сетки. На одну из управляющих сеток воздействует напряжение сигнала высокой частоты, а на другую — напряжение колебаний собственного генератора (гетеродина). При таком совместном управлении электронным потоком в цепи анода может быть выделено колебание, частота которого равна разности частот сигнала и гетеродина. В этом и состоит процесс преобразования частоты, с описанием которого мы встретимся в следующих главах. Гетеродин требует для своего выполнения отдельной лампы (обычно триода). Но возможно размещение электродов лампы гетеродина и в одном баллоне с лампой двойного управления; именно о таких лампах мы и будем говорить.

Лампа с семью электродами или гептод имеет пять сеток (она называлась прежде пентагридом — пятисеточной лампой). Первая и вторая от катода сетки вместе с катодом образуют триод, входящий в состав гетеродина. Третья сетка, получающая напряжение сигнала, тоже управляет электронным потоком. Четвертая сетка (соединенная с сеткой второй, т. е. с анодом триода) — экранирующая, пятая сетка — защитная.

Для преобразования частоты применяют пентод и триод, объединенные в одном баллоне (триод — пентод). Встречаются также сочетание гептода с триодом и другие комбинированные лампы для преобразования частоты.

8-6. ПРОВОДИМОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Полупроводящий материал (полупроводник) обладает замечательными свойствами, позволяющими создать разнообразные приборы для решения важных задач в области выпрямительной, усилительной, фотоэлектрической, термоэлектрической техники и во многих других технических областях.

Полупроводники занимают промежуточное место между металлами (проводящими материалами) и диэлектриками (изолирующими материалами). От металлов полупроводники отличаются значительно меньшим числом носителей тока (электронов) в единице объема, а следовательно, и меньшей проводимостью. В отличие от металла полупроводник имеет, как правило, отрицательный температурный коэффициент, т. е. с повышением температуры его проводимость увеличивается (сопротивление уменьшается). Полупроводниковый материал имеет, как правило, кристаллическое строение. Если каждый кристалл состоит из одинаковых атомов, то связь между атомами осуществляется при помощи электронов, движущихся вокруг каждой пары соседних атомов и объединяющих их в одну систему. Именно такая картина свойственна элементарным полупроводникам (например, германий, кремний, а также мышьяк, фосфор и другие полупроводящие материалы, являющиеся химическими элементами).

Физика и техника полупроводников достигла больших успехов благодаря тому, что ряд веществ удалось получить в чрезвычайно чистом виде. Впервые был получен сверхчистый германий. При образовании кристалла из расплава примеси вытесняются, и при многократном повторении этой операции кристалл становится все чище и чище. После германия было достигнуто получение сверхчистого кремния и некоторых других полупроводников. Содержание примесей в сверхчистом материале должно составлять меньше стомиллионной доли процента.

Как следует представлять себе механизм электрического тока в сверхчистом полупроводнике (в котором можно пренебречь ролью примесей)? Внутри кристалла атомы совершают колебания около положений равновесия и, следовательно, обладают некоторой энергией. Энергия таких колебаний зависит от температуры, и при данной температуре эта энергия достаточна, чтобы перевести из связанного состояния в свободное (внутри кристаллической решетки полупроводника) некоторое количество электронов. Свободные электроны могут быть носителями тока.

При уходе электрона из какого-либо атома в этом атоме появляется свободное место, не занятое электроном, а следовательно,

возникает положительный заряд. При переходе электрона от соседнего атома к данному это свободное место появится уже у соседа и т. д. Это значит, что положительный заряд в полупроводнике может перемещаться. Иначе говоря, перемещение электрона как бы заменяется обратным перемещением положительно заряженной частицы с определенной массой. Эта воображаемая «частица» получила название «дырка». Число свободных электронов равно числу дырок в чистом кристалле. Под действием электрического поля, приложенного к полупроводнику от внешнего источника, дырки будут двигаться по направлению силовых линий, участвуя в электрическом токе. Фактически, конечно, и в этом случае ток есть движение электронов, но движение скачкообразное — от данного атома к соседнему, т. е. с меньшей «подвижностью».

Итак, в чистом полупроводнике ток создается движением двух видов носителей: электронов и дырок. Направления их движения противоположны, а количества одинаковы.

Допустим далее, что в чистый полупроводник мы умышленно ввели некоторые посторонние атомы, т. е. примесь. Пусть атомы примеси легче отдают электроны, чем атомы основного вещества. В этом случае при данной температуре в кристалле может быть свободных электронов значительно больше, чем дырок. В отличие от собственной проводимости полупроводник будет обладать примесной электронной проводимостью. Электрический ток в нем будет в основном создаваться движением отрицательных зарядов (электронов), а потому такая проводимость является «негативной», а сам полупроводник с такой примесью именуется полупроводником типа *n*.

Но можно выбрать примесь с такими атомами, которые способны к захвату электрона из основного вещества. Когда электрон от соседнего атома кристалла «прилипнет» к атому примеси, то у соседнего атома появится дырка, которая может путешествовать внутри кристалла. При такой примеси число дырок получит преобладание над числом свободных электронов и дырки сделаются основными носителями тока. Полупроводник с такой примесью имеет «позитивную» проводимость и называется полупроводником типа *p*.

Итак, вводя примеси того или иного сорта, можно изменять механизм электрического тока в полупроводнике, т. е. создавать такие условия, при которых активную роль в этом механизме будут играть электроны или дырки. Наука позволяет измерять число свободных электронов и дырок в единице объема и изучать поведение этих носителей тока в кристаллах.

Практический интерес представляют системы, состоящие из двух полупроводников типов *n* и *p*, которые находятся в контакте друг с другом. В полупроводнике типа *n* находится много свободных электронов — основных носителей тока и мало дырок — неосновных носителей тока. В полупроводнике типа *p* наблюдается обратная картина.

Через границу соприкосновения полупроводников двух разных типов начнут диффундировать («пробираться») их основные носители тока: в материал типа *p* — электроны, в материал типа *n* — дырки. У контактирующей поверхности в полупроводнике типа *n* возникает положительный, а в полупроводнике типа *p* отрицательный потенциал. Иначе говоря, в месте контакта образуется электрическое поле, препятствующее дальнейшему нарастанию диффузии; переход зарядов за счет диффузии компенсируется обратным переходом за счет поля

контакта. После установления равновесия зарядов скачок потенциала сохранится (рис 8-27, *а*).

Теперь положим, что на полупроводники типов *n* и *p* наложены с внешних сторон металлические электроды, контакт которых с полупроводником обладает очень малым сопротивлением. Присоединим к электроду полупроводника типа *p* положительный, а к электроду полупроводника типа *n* отрицательный полюс внешней батареи (рис. 8-27, *б*). При этом через *p-n* переход потечет ток; этот ток будет и во внешней цепи. Из рис. 8-27, *б* видно, что в этом случае внешнее электрическое поле противоположно тому полю, которое имеется в переходном слое Иначе говоря, скачок потенциала *p-n* перехода окажется в той или иной мере скомпенсированным за счет действия внешнего поля.

Основные носители тока каждого из полупроводников (большие кружки), двигаясь навстречу друг другу под действием внешнего

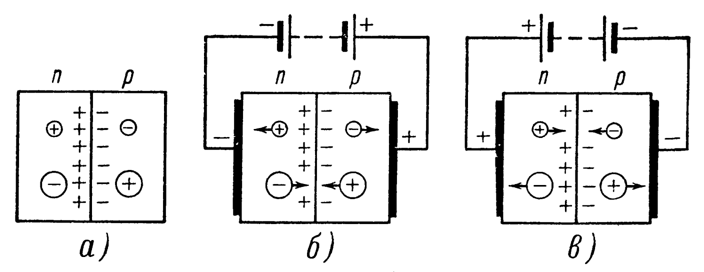


Рис. 8-27. Объяснение механизма тока в электронно-дырочном переходе.
а — потенциальный барьер; *б* — ток в пропускном направлении; *в* — ток в обратном направлении

поля, смогут преодолеть оставшийся скачок потенциала (потенциальный барьер) и проскочить через него. С увеличением напряжения будет возрастать число основных носителей, переходящих границу, а значит, и величина тока в цепи.

Изменим полярность электродов на обратную, переключив источник тока (рис. 8-27, *в*) Тогда к переходу устремятся с каждой стороны неосновные носители тока (малые кружки). Эти носители могут переходить границу даже без внешнего поля, так как разность потенциалов для них «попутна». Однако неосновных носителей мало, а потому величина тока, создаваемого ими, незначительна. Для основных же носителей внешнее поле является как бы дополнением к потенциальному барьеру.

Итак, сопротивление *p-n* перехода зависит от направления тока: при полярности, обеспечивающей движение основных носителей через границу, сопротивление мало и убывает с ростом напряжения; при обратной же полярности сопротивление велико и незначительно зависит от приложенного напряжения. Такое свойство *p-n* перехода обеспечивает возможности создания различных технических устройств и в первую очередь выпрямителей. Выпрямители, создаваемые на основе кристаллов германия или кремния, будем называть полупроводниковыми (кристаллическими) диодами. Следует отметить, что в действительности процессы в *p-n* переходе более сложны, мы изложили их лишь в упрощенном представлении.

8-7. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Германиевые диоды широко применяются в выпрямителях силового переменного тока для питания радиоаппаратуры. Такие выпрямители по габаритам и коэффициенту полезного действия имеют преимущества не только в сравнении с кенотронными, но и со старыми типами полупроводниковых выпрямителей (меднозакисными, селеновыми). Основным типом выпрямительного германиевого диода является так называемый плоскостной (сплавной) диод.

На рис. 8-28 представлено схематически устройство плоскостного германиевого диода. Основу его составляет кристалл германия, который путем внесения примеси сурьмы или мышьяка приобрел электронную проводимость (*n*-германий). С одной стороны кристалл сплавляется с оловянным электродом-держателем, который дает плотный контакт и позволяет подключить зажим внешней цепи. С другой стороны на кристалл наплавляется кусок индия (при температуре около

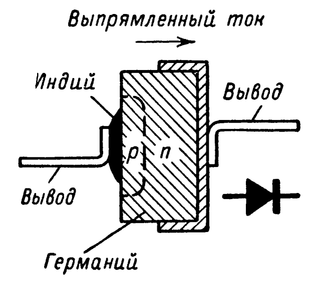


Рис 8-28. Схема устройства германиевого плоскостного диода.

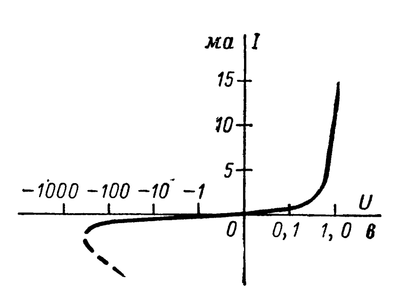


Рис. 8-29. Статическая характеристика диода.

500° С). Атомы индия проникают (диффундируют) в кристалл, образуя в нем после охлаждения слой с дырочной проводимостью (*p*-германий). Следовательно, между поверхностным слоем *p*-германия и остальной массой *n*-германия образуется выпрямляющий *p-n* переход. Второй зажим цепи припаивается к индию. Название «плоскостной диод» возникло благодаря относительно большой плоскости *p-n* перехода, а название «сплавной» — благодаря сплаву индия с германием. На том же рисунке дается изображение диода на схемах.

На рис. 8-29 показана характеристика плоскостного германиевого диода (для наглядности масштаб оси напряжений непостоянен). Рассматривая эту статическую вольт-амперную характеристику диода, можно отметить следующие его свойства. В области положительных напряжений (т. е. в «пропускном» направлении) ток возникает при очень малых напряжениях (около 0,1 *в*) и резко нарастает. Следовательно, крутизна характеристики велика и превосходит возможную крутизну вакуумных диодов. Иначе говоря, сопротивление полупроводникового диода незначительно (в том числе и сопротивление выпрямленному току в положительной области), а потому к. п. д. выпрямителя получается высоким (до 97 — 99%). В области отрицательных напряжений полупроводниковый диод в отличие от вакуумного пропускает небольшой ток (это ток неосновных носителей).

Характеристика резко нелинейна, так как в отрицательной области сопротивление гораздо больше, чем в положительной.

Если обратное напряжение достигнет больших значений (для диода на рис. 8-29 около 500 *в*), то граничный (запирающий) слой *p-n* перехода пробьется и обратный ток возрастет. Сопротивление слоя уменьшится настолько, что при росте тока падение напряжения будет уменьшаться (штриховой «падающий» участок характеристики). В условиях эксплуатации обратное напряжение не должно превышать значения, обеспечивающего отсутствие пробоя.

Исходя из этих свойств, можно установить следующие эксплуатационные параметры полупроводникового диода плоскостного типа: 1) наибольший выпрямленный ток, не вызывающий порчи (перегрева) диода при длительном прохождении; 2) наибольшая амплитуда обратного напряжения, не вызывающая пробоя при длительной эксплуатации; 3) падение постоянного напряжения на диоде при наибольшем выпрямленном токе (выгодны диоды с малым падением напряжения); 4) обратный ток при наибольшем обратном напряжении (этот ток желательно иметь малым в интересах выпрямительных свойств).

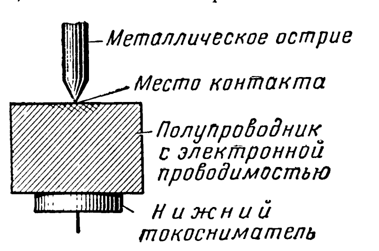


Рис. 8-30. Схема устройства полупроводникового точечного диода.

Плоскостные диоды выпускаются также на основе полупроводниковых кристаллов кремния. Кремниевые диоды работают успешно в более широком диапазоне температур, нежели германиевые.

В качестве нелинейных (выпрямляющих) элементов для колебаний радиочастоты (детектирование, преобразование частоты) плоскостные диоды непригодны из-за большой емкости *p-n* перехода, шунтирующей диод. Для цепей радиочастоты применяются полупроводниковые диоды точечного типа (как германиевые, так и кремниевые). В этих приборах поверхность контакта металла с полупроводником составляет лишь квадратные микроны.

На рис. 8-30 дается схематическое изображение точечного диода. Вольфрамовая проволочка с заостренным концом опирается на поверхность полупроводника типа *n*, у которого близ точки контакта с вольфрамом путем обработки создана область *p*. Следовательно, и здесь имеется *p-n* переход. Нижняя поверхность кристалла полупроводника спаяна с металлом токоснимателя.

В заключение можно сказать, что и в выпрямительной, и в радиоприемной аппаратуре полупроводниковые диоды имеют преимущества по сравнению с электровакуумными. Отсутствие цепи накала — тоже одно из существенных преимуществ полупроводниковых диодов.

8-8. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТРИОДЫ (ТРАНЗИСТОРЫ)

Полупроводниковый триод предназначается для усиления и генерации колебаний, подобно электровакуумному триоду; но принципы работы этих видов приборов совершенно различны. Сущность действия полупроводникового (кристаллического) триода можно сформулировать так: когда переменный ток некоторой величины питает малое

входное сопротивление триода, тогда на его выходе ток приблизительно такой же величины питает большое нагрузочное сопротивление, тем самым обеспечивая усиление по мощности. Происходящее в триоде «преобразование» малого входного сопротивления в большое выходное и дало ему название «преобразователь сопротивлений», а в сокращенном английском выражении — т р а н з и с т о р.

Если кристаллические диоды нашли первое радиотехническое применение еще в приемниках А. С. Попова и П. Н. Рыбкина, то транзисторы были разработаны лишь в 50-х годах нашего века. Сейчас уже можно говорить о значительном вытеснении электровакуумных усилительных приборов полупроводниковыми и о весьма широком применении последних в радиоприемной аппаратуре. Малые габариты, отсутствие цепи накала, механическая прочность и большая долговечность — таковы, пожалуй, главные достоинства полупроводниковых триодов.

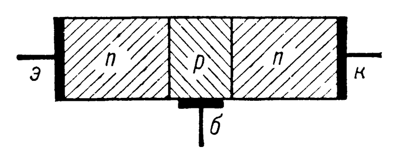


Рис. 8-31. Кристалл *n-p-n* с электродами (плоскостной транзистор).

Основу конструкции транзистора составляет кристалл германия (или кремния). В этом кристалле известными нам способами созданы два *p-n* перехода (а не один, как в диоде). По существу мы здесь имеем как бы встречное включение двух диодов (рис. 8-31). В кристалле мы имеем три области: левую, электронную (область *n*), которую назовем э м и т т е р о м электронов, центральную дырочную (область *p*), называемую б а з о й, и правую электронную (область *n*), которую будем именовать к о л л е к т о р о м электронов. Сразу же оговорим, что наряду с этой *n-p-n* последовательностью переходов чаще встречаются транзисторы типа *p-n-p*, у которых эмиттер и коллектор имеют дырочную, а база — электронную проводимость. Рассматривая физические процессы в *n-p-n* системе, мы позже укажем особенности транзисторов типа *p-n-p*.

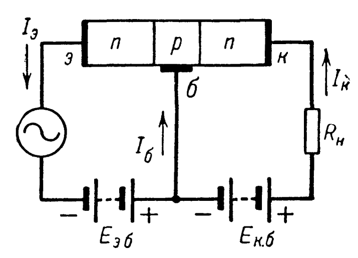


Рис. 8-32. Простейшая усилительная схема на транзисторе.

Дозировкой примесей, вводимых в кристалл, добиваются того, чтобы левая электронная область обладала бо́льшей проводимостью, чем центральная дырочная. Ко всем трем областям приложены металлические токосниматели (электроды). Следовательно, транзистор имеет три вывода (эмиттер, база и коллектор). Отсюда, собственно, и возникает название «триод».

Включим между выводами транзистора источники постоянного напряжения в цепях эмиттер—база и коллектор—база (рис. 8-32): между эмиттером и базой — небольшое напряжение $E_{э.б}$, которое для левого перехода будет прямым (плюс на дырочной, а минус на электронной области); между коллектором и базой — напряжение $E_{к.б}$, которое для правого перехода будет обратным (плюс на электронной, а минус на дырочной области).

Из эмиттерной области в базовую электроны переходят в прямом направлении. Число перешедших электронов будет зависеть от напряжения $E_{э.б}$. Следовательно, становится понятным наименование «эмиттер» (испускатель) электронов.

В области p пришедшие электроны становятся неосновными носителями тока. Если базовая область достаточно узка (что и стараются выполнить), то диффундирующие в нее электроны смогут достигать второго перехода. Практически второго перехода могут достигать свыше 90% эмиттированных электронов, что, как мы увидим, очень важно. Второй переход электроны как неосновные носители тока проходят свободно и оказываются в коллекторной области, где притягиваются полем положительного напряжения $E_{к.б}$, создавая ток в цепи коллектора (собирателя электронов). Из сказанного выше

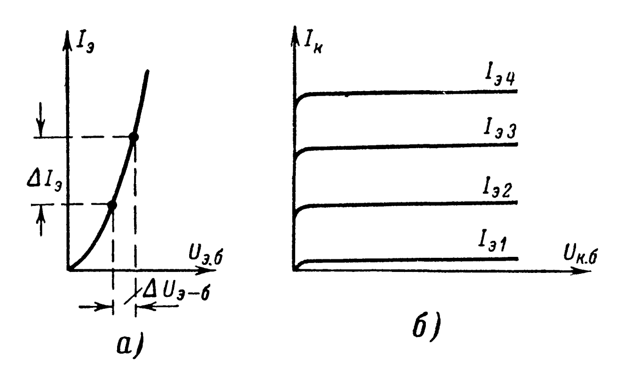


Рис. 8-33. Статические характеристики транзистора.
а — характеристика тока эмиттера при общей базе; *б* — характеристики тока коллектора при общей базе.

следует, что ток в цепи коллектора почти равен току в цепи эмиттера.

Пусть, далее, в цепи эмиттер — база действует переменное напряжение сигнала, а в цепь коллектор — база включено нагрузочное сопротивление $R_н$. Тогда изменения тока в цепи эмиттера вызовут практически почти равные им изменения тока в цепи коллектора. При этом на сопротивлении $R_н$, включенном в цепь коллектора, создается переменное напряжение, которое будет служить выходным напряжением схемы. Если мы докажем, что это выходное напряжение имеет бо́льшую амплитуду в сравнении с входным, то тем самым докажем наличие усилительных свойств у транзистора. С этой целью рассмотрим статические характеристики транзистора в описываемом включении, в котором общей точкой оказывается зажим базы.

Статической характеристикой цепи эмиттера (входной характеристикой) назовем зависимость тока в этой цепи от напряжения между эмиттером и базой. График этой зависимости (рис. 8-33, *а*) имеет сходство с характеристикой полупроводникового диода в области положительных напряжений. Вообще говоря, эта зависимость нелинейна. Однако при наличии постоянного напряжения и при наложении на него переменного напряжения с небольшими сравнительно амплиту-

дами приросты тока эмиттера можно считать пропорциональными приростам входного напряжения.

$$\Delta I_э = \frac{\Delta U_{э.б}}{R_{вх}}, \qquad (8\text{-}13)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление схемы для переменного тока. Это сопротивление мало (десятки или сотни ом), так как постоянное напряжение $U_{э.б}$ действует на эмиттерный переход в прямом направлении

Статической характеристикой цепи коллектора (выходной характеристикой) назовем зависимость тока в этой цепи от напряжения между коллектором и базой. Графики этой зависимости (рис. 8-33, *б*), снятые для разных значений тока в цепи эмиттера, образуют семейство, напоминающее анодные характеристики пентода (см. рис. 8-25). Пологие (почти горизонтальные) участки этих характеристик начинаются уже при малом напряжении на коллекторе, когда, однако, почти все электроны, диффундирующие в базовую область, подхватываются коллектором. Дальнейшее повышение напряжения на коллекторе почти не повышает тока, а следовательно, внутреннее сопротивление в коллекторной цепи очень велико (сотни тысяч ом). Ведь, помимо эмиттируемых электронов, других носителей тока нет, так как коллекторное напряжение действует на правый переход в обратном направлении.

При изменении величины входного напряжения на $\Delta U_{э.б}$ ток эмиттера, а с ним и ток коллектора изменяются на $\Delta I_э \approx \Delta I_к$. Выходное же напряжение изменится на $\Delta U_R = \Delta I_к R_н$, где $R_н$ — нагрузочное сопротивление. Тогда мы сможем выразить коэффициент усиления схемы по напряжению $K_н$ с учетом формулы (8-13) через отношение сопротивлений:

$$K_н = \frac{\Delta U_R}{\Delta U_{э.б}} = \frac{\Delta I_к R_н}{\Delta I_э R_{вх}} \approx \frac{R_н}{R_{вх}}. \qquad (8\text{-}14)$$

Достаточно взять сопротивление $R_н$ порядка десятков тысяч (и даже тысяч) ом, немного снизив тем самым постоянное напряжение на коллекторе, и мы получим усиление сигнала по напряжению во много раз. Если мощность, расходуемая в сопротивлении $R_н$, является полезной, то усиление по мощности $K_м$ (при одинаковых амплитудах токов) будет равно усилению по напряжению:

$$K_м = \frac{\Delta I_к \Delta U_R}{\Delta I_э \Delta U_{э.б}} \approx \frac{\Delta U_R}{\Delta U_{э.б}} = \frac{R_н}{R_{вх}}. \qquad (8\text{-}15)$$

Итак, усилительные свойства транзистора объясняются тем, что ток коллектора гораздо чувствительнее к изменениям напряжения на эмиттере, чем к изменениям напряжения на коллекторе.

На рис. 8-34, *а* показано схематическое изображение транзистора типа *n-p-n*; эмиттер электронов изображается контактом со стрелкой, направленной навстречу электронам (по ходу тока эмиттера).

В транзисторах типа *p-n-p*, у которых эмиттер и коллектор имеют дырочную, а база — электронную проводимость, основными носителями тока сигнала оказываются не электроны, а дырки. На коллектор должно подаваться отрицательное, а на эмиттер положительное напряжение относительно базы. При учете этого можно полагать

физические процессы в транзисторах обоих типов сходными. Но подвижность электронов в кристалле почти вдвое выше подвижности дырок, а потому транзисторы типа *n-p-n* перспективнее для усиления на более высоких частотах. Для обозначения транзисторов типа *p-n-p* стрелка эмиттера должна иметь направление, указанное на рис. 8-34, *б*.

По частотным свойствам обычные транзисторы уступают лампам: они усиливают колебания не во всем диапазоне частот, в котором успешно работают лампы. Здесь две причины: во-первых, эмиттерный и коллекторный переходы шунтированы емкостями величиной до десятков пикофарад, замыкающими токи высоких частот; во-вторых, достижимая скорость диффузного движения электронов в области базы меньше, чем возможная их скорость в вакууме, а потому транзистор более инерционен, нежели электровакуумный прибор. Зато транзистор не только не имеет цепи накала, но, как правило, работает при источниках питания с небольшими напряжениями (в маломощных приборах от 3 до 30 *в* на коллекторе).

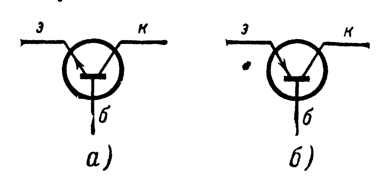


Рис. 8-34. Схематическое обозначение транзисторов.
а — транзистор *n-p-n*; *б* — транзистор *p-n-p*.

Следует указать, что первые типы транзисторов были не плоскостными, а точечными; они имели конструктивные сходства с диодами точечного типа. Однако точечные триоды и технологически, и эксплуатационно неперспективны, а потому мы не будем их описывать (хотя их частотные свойства считались выгодными).

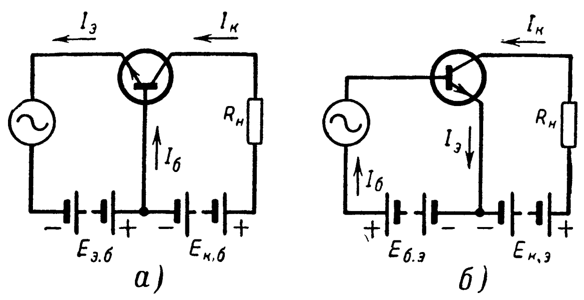


Рис. 8-35. Основные схемы усиления на транзисторах *n-p-n*.
а — с общей базой; *б* — с общим эмиттером.

Удачнее решается задача усиления сверхвысоких частот в транзисторах диффузионного типа и в поверхностно-барьерных транзисторах. Не останавливаясь на особенностях их устройства, скажем только, что различными способами в тех и других достигается толщина области базы лишь в несколько микронов, а также малые емкости переходов.

Какими параметрами характеризуется транзистор? Схема усиления, представленная на рис. 8-35, *а*, называется схемой с о б щ е й б а з о й, так как для обеих цепей общей точкой служит зажим базы.

Мы говорили, что ток в цепи коллектора почти равен току в цепи эмиттера; однако часть эмиттируемых электронов (при транзисторе *n-p-n*) не захватывается коллектором и замыкается на общую точку через вывод базы. Поэтому справедливым будет следующее соотношение токов:

$$I_э = I_к + I_б$$

или, если речь идет о приращениях токов,

$$\Delta I_э = \Delta I_к + \Delta I_б. \qquad (8\text{-}16)$$

Работа транзистора без тока базы неосуществима. Процесс усиления в транзисторе имеет сходство с усилением в схеме вакуумного триода, работающего в области положительных сеточных напряжений, т. е. при наличии тока в цепи сетки. Но вместе с тем желательно ток в цепи базы иметь возможно меньшим, тем самым приближая величину тока коллектора к полному току эмиттера.

Для того чтобы оценить транзистор в этом отношении, введен параметр, называемый статическим коэффициентом усиления по току в схеме с общей базой. Он обозначается буквой α и показывает, какую часть прироста тока эмиттера составляет прирост тока коллектора при неизменном напряжении коллектор — база:

$$\alpha = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э}. \qquad (8\text{-}17)$$

Для транзисторов $\alpha < 1$ и может достигать 0,9—0,99.

Чтобы полнее сопоставить транзистор с вакуумным триодом, рассмотрим другую, более распространенную усилительную схему на транзисторе — схему с общим эмиттером (рис. 8-35, *б*). Здесь эмиттер (источник электронов) уподобляется катоду, база выполняет роль управляющей сетки, а коллектор аналогичен аноду. Входной ток в этом случае является током базы.

Статический коэффициент усиления по току для схемы с общим эмиттером, т. е. основной параметр этой схемы, обозначаемый буквой β, показывает, во сколько раз прирост тока коллектора превосходит вызвавшую его величину прироста тока базы при неизменном напряжении коллектор—эмиттер:

$$\beta = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э - \Delta I_к} = \frac{\dfrac{\Delta I_к}{\Delta I_э}}{1 - \dfrac{\Delta I_к}{\Delta I_э}} = \frac{\alpha}{1-\alpha}. \qquad (8\text{-}18)$$

Так, например, если $\alpha = 0,95$, то $\beta = \frac{0,95}{1-0,95} = 19$; иначе говоря, $\beta > 1$.

Таким образом, в схеме с общим эмиттером возможно достигнуть усиления как по току, так и по напряжению. Усиление по мощности может достигать величины, равной произведению этих усилений, что и является достоинством этой схемы.

Для схемы с общим эмиттером статические характеристики имеют свои особенности. На рис. 8-36, *а* представлены входные характеристики, т. е. зависимости тока базы от напряжения база—эмиттер при неизменном (для каждой характеристики) напряжении коллектор —

эмиттер. Вполне понятно, что при отсутствии напряжения на коллекторе характеристика подобна характеристике диодного *p-n* перехода. Если же напряжение $U_{к.э}$ увеличить, то часть электронов эмиттера пойдет к коллектору, ток базы уменьшится и характеристика сдвинется вправо. Более того, при малых значениях напряжения $U_{б\,э}$ ток базы $I_б$ становится отрицательным (направленным во внешней цепи от базы к общей точке). Это объясняется действием части напряжения $U_{к.э}$ на участок база — эмиттер (внутри прибора), причем такое явление представляет собой обратное воздействие выходной цепи на входную (обратная связь). Во внешней части входной цепи напряжение обратной связи направлено навстречу источнику питания и при малом значении может изменить направление тока.

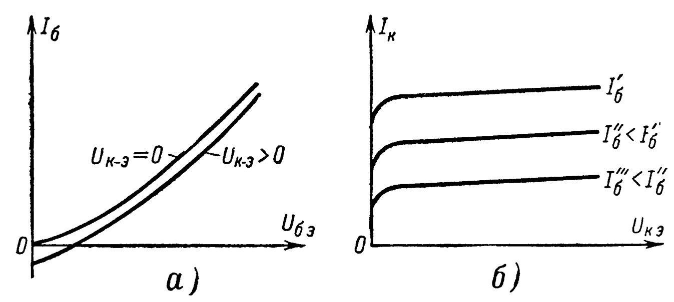


Рис. 8-36. Характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

а — входные; *б* — выходные.

На рис. 8-36, *б* показано семейство выходных характеристик транзистора с общим эмиттером. Это зависимости тока коллектора от напряжения коллектор — эмиттер при различных, но для каждой характеристики неизменных величинах тока базы. Характеристики расположены равномерно и имеют почти параллельные пологие участки. С этой точки зрения характеристики транзистора более совершенны, нежели характеристики пентода.

Итак, коэффициенты усиления по току α и β являются важнейшими параметрами транзистора. Понятие о входном, выходном и проходном сопротивлениях будет дано в главе об усилителях.

В заключение необходимо сказать, что полупроводниковые приборы не просто конкурируют с электровакуумными в радиоаппаратуре. Полупроводниковая техника открыла совершенно новые возможности и пути в области микроминиатюризации и повышения надежности радиоэлектронных устройств, выполняющих очень сложные задачи.

8-9. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

Электронно-лучевые трубки — это электровакуумные приборы, предназначенные для преобразования электрических сигналов в видимые (световые) изображения. Такие приборы находят широкое применение в телевизионном приеме, в радиолокации, в контрольно-измерительной технике и во многих других областях радиоэлектро-

ники. Они основаны на создании пучка (луча) электронов с малым поперечным сечением и с относительно большой длиной (иногда десятки сантиметров) и на отклонении этого пучка с помощью электрического или магнитного поля.

Создание тонкого пучка (фокусировка потока электронов) и его отклонение могут осуществляться взаимодействием движущихся электронов либо с электрическим, либо с магнитным полем. Соответственно электронно-лучевые трубки применяются трех типов: с электростатическим управлением (где и фокусировка, и отклонение осуществляются электрическим полем); с магнитным управлением (где луч фокусируется и отклоняется магнитным полем); со смешанным управлением (фокусировка электростатическая, а отклонение магнитное, либо наоборот).

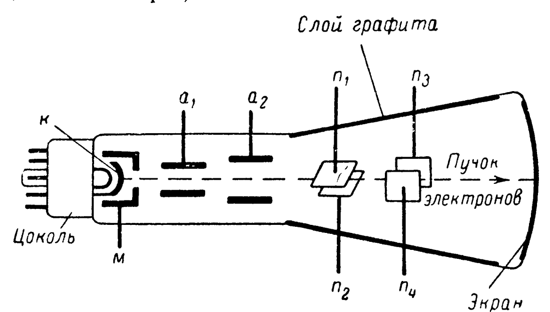


Рис. 8-37. Устройство электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением.

Рассмотрим первоначально трубку с электростатическим управлением, предназначенную в научном эксперименте и практической аппаратуре для зрительного (визуального) наблюдения разнообразных электрических процессов. Такая трубка составляет основу электронного осциллографа.

Простейшая осциллографическая трубка (рис. 8-37) выполняется в стеклянном баллоне. На внутренней поверхности широкого торца баллона нанесен слой вещества, способного светиться под действием электронной бомбардировки (люминофор). Этот слой служит экраном, на котором и осуществляется преобразование электрического процесса в световое изображение.

Со стороны цоколя внутри трубки имеются катод *к* косвенного накала и три цилиндрических электрода, охватывающих ось трубки и образующих «электронный прожектор» для создания пучка электронов. Ближайший к катоду управляющий электрод — модулятор *м* охватывает катод и пропускает поток электронов лишь через отверстие в своем торце. Давая на модулятор тот или иной отрицательный потенциал относительно катода, можно изменять количество электронов (плотность их потока) и тем самым регулировать яркость свечения экрана (модуляция света по яркости)

Далее за управляющим цилиндром размещены два анода цилиндрической формы с диафрагмами (т е с перегородками, имеющими центральные отверстия) На анод a_1 подается относительно катода постоянное напряжение не более 300—400 *в*, а на анод a_2 — постоянное

напряжение от 600 *в* и до нескольких тысяч вольт. Электроны ускоряются электрическим полем анодов и пролетают сквозь них к экрану. Благодаря наличию диафрагм, а также благодаря воздействию продольного электрического поля, образующегося между анодами, электронный поток фокусируется в тонкий луч и наблюдается в центре экрана в виде светящегося пятнышка.

По пути от второго анода до экрана электронный луч проходит еще поочередно между двумя парами пластин, закрепленных во взаимно перпендикулярных плоскостях и имеющих выводы наружу. Если между пластинами одной пары нет напряжения, то такая пара на электронный луч не влияет. Если же включить между пластинами напряжение, то между ними образуется поперечное электрическое поле, которое вызовет отклонение луча, т. е. перемещение светлого

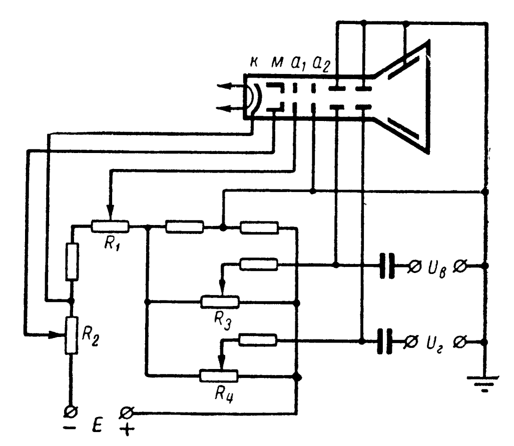


Рис. 8-38. Примерная схема включения осциллографической трубки.

пятна по экрану. Поэтому пластины называются отклоняющими; трубка закрепляется так, чтобы пара пластин $п_1$ и $п_2$ отклоняла пятно в вертикальном, а пара пластин $п_3$ и $п_4$ — в горизонтальном направлении.

Все электроды, показанные на рис. 8-37, имеют выводы к штырькам цоколя трубки; штырьками трубка вставляется в специальную панельку. Для того чтобы экран не заряжался электронами отрицательно и не тормозил движение последующих электронов, используется вторичная эмиссия экрана: вторичные электроны притягиваются заземленным слоем графита, покрывающим изнутри коническую часть трубки и несущим на себе положительный потенциал относительно экрана.

На рис. 8-38 схематически представлен один из многочисленных возможных вариантов подачи внешних напряжений на трубку осциллографа. Положительный полюс высоковольтного источника питания E присоединен (через сопротивление) к аноду $а_2$ и заземлен через корпус осциллографа. К аноду $а_2$ присоединены по одной из отклоняющих пластин. Анод $а_1$ подключен к движку потенциометра R_1,

дающему возможность выбрать пониженный положительный потенциал по отношению к катоду и тем достигнуть фокусировки, т. е. минимального размера светлого пятна. Модулятор же находится под отрицательным по отношению к катоду потенциалом; перемещением движка R_2 регулируется яркость пятна. Между отклоняющими пластинами включены напряжения горизонтального $U_г$ и вертикального $U_в$ отклонения, а также потенциометры R_3 и R_4 для сдвигов пятна по экрану.

Чувствительностью трубки называется величина отклонения пятна (в миллиметрах) при изменении напряжения между пластинами той или иной пары на 1 *в*. Обычные осциллографы имеют чувствительность 0,1—0,5 *мм/в*. Следовательно, заметное отклонение достигается при напряжениях порядка десятков вольт. Если необходимо обнаружить воздействие меньших напряжений, то перед подачей на пластины эти напряжения усиливаются.

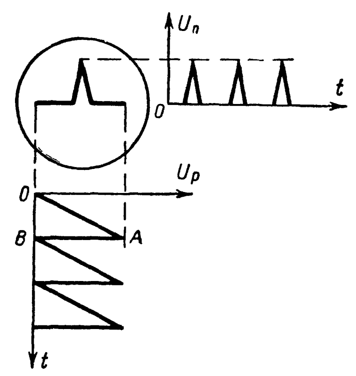


Рис. 8-39. Развертка периодического процесса на экране осциллографа

Среди разнообразных практических применений осциллографа существенное место принадлежит так называемой «линейной развертке» периодических электрических процессов, дающей возможность наблюдать, так сказать, «графическое» представление этих процессов на экране. С этой целью на пластины горизонтального отклонения (ось X) подают периодическое напряжение развертки $U_р$ в форме зубцов пилы, получаемое от специального вспомогательного генератора. На рис. 8-39 ось времени для этого напряжения направлена вниз. На участках *OA* это напряжение возрастает пропорционально времени (линейно) и отклоняет пятно по горизонтали. При резком падении напряжения (вертикальный срез зубца пилы — участок *AB*) пятно быстро возвращается в исходное положение. Если зубцы пилы повторяются более 20 раз в секунду, то наблюдатель видит на экране светлую горизонтальную полоску, длина которой пропорциональна «высоте» зубца пилы, а толщина равна диаметру пятна.

Одновременно с этим на пластины вертикального отклонения (ось *Y*) подают периодическое напряжение $U_п$ исследуемого электрического процесса. На рис. 8-39 ось времени этого процесса направлена вправо, а сам процесс имеет форму, например, периодически повторяющихся импульсов. Если частота пилообразного напряжения равна частоте исследуемого процесса (здесь частоте повторения импульсов), то за время одного перемещения по горизонтали пятно совершит одно вертикальное отклонение, и эти вертикальные отклонения будут на экране повторяться, налагаясь друг на друга и давая видимое изображение импульса, как и показано на рис. 8-39.

Если сверх всего сказанного на управляющий электрод включать импульсы напряжения с известным периодом повторения, то на развернутом изображении процесса появятся «яркостные» отметки времени, по которым можно определять длительность изучаемых импуль-

сов и длительность периода их повторения. Что касается генератора напряжения развертки, то на него возлагается задача создания пилообразного напряжения регулируемой частоты и предъявляется требование поддержания синхронизма с изучаемым процессом.

Для изучения принципа работы электронно-лучевых трубок с магнитным управлением необходимо предварительно ознакомиться с законом движения электрона в магнитном поле. Если бы неподижный электрон находился в магнитном поле, он не испытывал бы никакого воздействия со стороны последнего. Если же электрон движется в магнитном поле, то может возникнуть сила, действующая на электрон и подобная по своей природе той силе, которая действует в магнитном поле на проводник с током. Значит, когда электрон движется вдоль магнитной силовой линии, сила также равна нулю.

Рассмотрим случай движения электрона в плоскости, перпендикулярной направлению магнитных линий однородного поля. В этом случае на электрон действует сила F, направление которой определяется правилом левой руки, причем за направление тока следует считать направление, обратное скорости движения электрона (рис. 8-40). Сила направлена перпендикулярно скорости электрона v и вектору напряженности магнитного поля H. Численно эта сила выразится так:

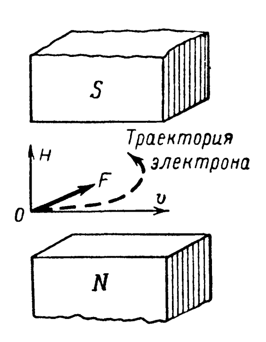


Рис. 8-40. Движение электрона в перпендикулярном магнитном поле.

$$F = eHv,$$

где e — заряд электрона.

Вследствие того что сила перпендикулярна направлению движения электрона, она не совершает работы, т. е. не увеличивает и не уменьшает его энергии. Но она искривляет траекторию электрона, заставляя его отклоняться от первоначального направления. Электрон, первоначально двигавшийся прямолинейно, приобретает круговую траекторию, радиус которой легко вычислить, если учесть, что сила F — центростремительная и равна $\frac{mv^2}{\rho}$, где m — масса электрона, v — его скорость, ρ — радиус окружности движения:

$$eHv = \frac{mv^2}{\rho}, \text{ т. е. } \rho = \frac{mv}{eH}. \tag{8-19}$$

Поскольку m/e постоянно, радиус кривизны траектории будет тем меньше, чем больше напряженность поля и чем меньше скорость электрона. Медленные электроны в сильном магнитном поле искривляют путь («закручиваются») сильнее, чем быстрее электроны в слабом поле.

Воздействие магнитного поля на поток электронов очень широко используется в технике. В частности, в электронно-лучевых трубках магнитное поле может служить и для фокусировки, и для отклонения электронного пучка.

Магнитная фокусировка осуществляется с помощью фокусирующей катушки *ФК*, надеваемой коаксиально на узкую часть электроннолучевой трубки (рис. 8-41, *а*). В трубке имеются управляющий элек-

трод (модулятор) и анод. Иногда в качестве анода используется графитовый слой на внутренней поверхности трубки с подводимым к нему положительным потенциалом. Электроны, летящие вдоль оси трубки, не испытывают воздействия поля катушки и движутся прямо к экрану. Электроны же, отклоняющиеся от оси трубки, приобретают составляющую скорости, перпендикулярную линиям магнитного поля. Эти электроны «закручиваются» в сторону оси трубки. Напряженность магнитного поля должна быть подобрана такой, чтобы электроны

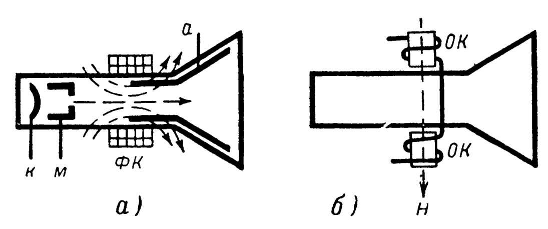


Рис. 8-41. Электронно-лучевая трубка с магнитным управлением.

а — принцип магнитной фокусировки; *б* — принцип магнитного отклонения луча.

встречались в одной точке на поверхности экрана. Это достигается регулировкой постоянного тока, питающего катушку.

Для магнитного отклонения пучка электронов применяются две последовательно и «согласно» включенные отклоняющие катушки *ОК*, создающие магнитное поле, перпендикулярное потоку электронов (рис. 8-41, *б*). Электрон, пролетающий в поле этих катушек, искривляет траекторию, а после выхода из магнитного поля движется прямолинейно уже по измененному направлению. Чем больше ток, питающий катушки, тем больше отклонение пятна на экране. Для отклонений в горизонтальной и вертикальной плоскостях на трубку налагаются две пары катушек с взаимно перпендикулярными осями.

8-10. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИОННЫХ ПРИБОРАХ

Существует обширная группа приборов, которые наполнены газом при пониженном давлении (по сравнению с атмосферным) и в которых при прохождении тока через внутреннее пространство свободными носителями зарядов являются не только электроны, но и заряженные частицы газа — ионы. Такие приборы называются ионными (или газоразрядными). Применения ионных приборов очень широки и разнообразны; однако в практике радиолюбителя они встречаются гораздо реже, нежели электронные лампы и полупроводниковые приборы, а потому можно ограничиться лишь краткими сведениями о них.

Представим себе газовую среду с пониженным давлением, сквозь которую пролетает электрон, находящийся под действием электрического поля. Если он обладает достаточной скоростью, то при столкновении с молекулой газа он расщепляет ее, выбивая новые электроны. Молекула из нейтральной превращается в положительный ион, который по сравнению с электроном обладает большой массой. Вместо

одного электрона в пространстве будут находиться уже два электрона. Каждый из них, притягиваясь к аноду и приобретая кинетическую энергию, может на своем пути расщеплять еще по одной молекуле. Тогда в пространстве будут существовать три иона и четыре свободных электрона. Так происходит ионизация газа, причем возможно лавинообразное нарастание числа ионов и электронов. Ионизированный газ с большим и равным количеством электронов и ионов называется плазмой.

Поток электронов совершает движение к аноду, поток образующихся ионов более медленно движется к катоду в направлении силовых линий электрического поля. Кроме этих упорядоченных движений, электроны и ионы совершают хаотические движения по всем направлениям; имеется та или иная вероятность столкновения и рекомбинации (воссоединения) электрона и иона с образованием нейтральной молекулы. Режим работы ионного прибора считается установившимся, если число атомов, расщепляемых за некоторое время, равно числу атомов, восстанавливающихся за то же время путем рекомбинации.

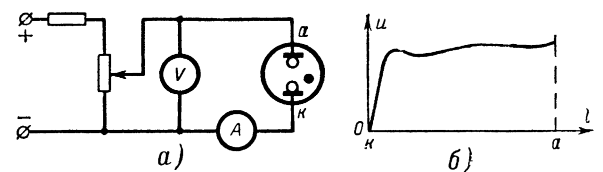


Рис. 8-42. Неоновая лампа.
а — схема исследования свойств лампы; *б* — распределение потенциала в лампе.

Если на расщепление атома (т. е. на ионизацию) затрачивается какое-то количество энергии анодного питания, то при рекомбинации энергия освобождается, выделяясь обычно в виде света: в большинстве случаев ионные приборы светятся при нормальной работе (в электронных же лампах свечение обычно служит признаком потери вакуума с возможным выходом лампы из строя).

Мы рассмотрим два класса ионных приборов: приборы с тлеющим разрядом и приборы с дуговым разрядом.

Тлеющий разряд поддерживается за счет эмиссии катода под ударами ионов. Поэтому приборы с тлеющим разрядом называются иначе приборами с холодным катодом (в отличие от катодов с термоэлектронной эмиссией, нам уже известных).

Простейшим примером ионного прибора с холодным катодом может служить неоновая лампа. Она представляет собой трубку, наполненную неоном при пониженном давлении. В баллон неоновой лампы впаяны два электрода — анод и холодный катод. При увеличении напряжения до некоторого значения, зависящего для данного газа от его давления и от расстояния между электродами, в лампе появляется свечение. Измерительный прибор начинает регистрировать ток в цепи лампы (рис. 8-42, *а*). Это значение напряжения называют напряжением зажигания лампы.

Возникновение тока при холодном катоде происходит вследствие того, что в газе всегда имеется некоторое количество ионов. Под действием достаточно сильного электрического поля положительные

ионы движутся к катоду и, ударяясь об его поверхность, выбивают из него электроны. Свободные электроны направляются к аноду и, встречаясь с молекулами газа, расщепляют их, т. е. ионизируют газ. Именно такой газовый разряд, происходящий под действием только напряжения между электродами, называется самостоятельным тлеющим разрядом. Непрерывному процессу тлеющего разряда свойственно свечение газа и прохождение тока порядка единиц и десятков миллиампер.

Напряжение *u*, включенное между электродами лампы, распределяется в ней неравномерно (рис. 8-42, *б*). Дело в том, что положительные ионы, движущиеся к катоду, образуют вокруг него ионный пространственный заряд с высоким положительным потенциалом. Напряжение источника, преодолевающее действие ионного заряда, падает преимущественно в непосредственной близости от катода («катодное падение»). Поэтому распределение потенциала по длине лампы *l* (от катода *k* до анода *a*) имеет закономерность, изображенную на рис. 8-42, *б*.

При малом токе свечение наблюдается на небольшом участке над поверхностью катода. Если ток через лампу увеличивать, свечение будет постепенно распространяться на всю поверхность катода; увеличение же «работающей» поверхности катода приведет к дальнейшему повышению тока. Но при этом катодное падение напряжения не изменится и будет сохранять свою нормальную величину, составляющую для неона, например, от 70 до 150 *в*, в зависимости от материала катода.

Повышая далее напряжение на лампе, можно дойти до такого значения, при котором катод, нагретый ионной бомбардировкой до высокой температуры, окажется в состоянии давать термоэлектронную эмиссию. Тогда эмиттируемые электроны смогут компенсировать ионный пространственный заряд, а характер разряда перейдет из тлеющего в дуговой; при дуговом разряде катод неоновой лампы разрушается. Во избежание опасности дугового разряда неоновая лампа всегда включается через дополнительное сопротивление, которое может быть расположено в цоколе самой лампы или же вне лампы.

Если же уменьшать напряжение на зажимах светящейся лампы, то ток прекратится и свечение исчезнет при напряжении погасания, которое ниже, чем напряжение зажигания.

Неоновые лампы применяются для световой сигнализации на распределительных щитах и панелях аппаратуры, а также в качестве индикаторов напряжений, особенно высокой частоты.

В несколько измененной конструкции приборы тлеющего самостоятельного разряда используются в стабилизаторах напряжения электропитания радиоаппаратуры; такие приборы называются стабилитронами. Электроды стабилитрона чаще всего имеют форму цилиндров, причем в больший по диаметру цилиндр-катод входит меньший цилиндр-анод. Принцип действия стабилитрона базируется на постоянстве катодного падения напряжения при тлеющем разряде.

На рис. 8-43 приведена схема включения стабилитрона между источником постоянного напряжения E и некоторым потребителем — сопротивлением нагрузки $R_н$. Последовательно в цепь питания включено балластное сопротивление $R_б$, а стабилитрон подключен к потребителю параллельно. Значит, напряжение на потребителе (нагрузке) $U_н$ всегда равно напряжению на стабилитроне $U_с$, т. е. практически равно его катодному падению. Избыток напряжения источ-

ника падает на балластном сопротивлении, и возможные изменения напряжения источника отражаются только на величине этого избытка. Разумеется, включение стабилизатора вызывает дополнительный расход энергии источника электропитания как в сопротивлении $R_б$, так и в самом стабилитроне.

Необходимо сказать, что в последнее время наряду с ионными стабилитронами используются также кремниевые диоды — стабилитроны на напряжение стабилизации около 10 *в*.

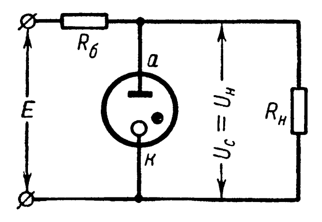


Рис. 8-43. Схема включения стабилитрона.

Перейдем к приборам, которые имеют нагретый катод и характеризуются постоянным разрядом дугового характера. Такие приборы наряду с кенотронами и полупроводниковыми диодами широко применяются в силовых выпрямительных устройствах. Преимущественное применение ионные приборы имеют в устройствах электропитания радиопередатчиков.

Современным видом ионного выпрямительного прибора является т и р а т р о н с нагреваемым катодом. Он позволяет создать выпрямитель с экономичной регулировкой величины выпрямленного тока. Схематически устройство тиратрона на небольшую мощность представлено на рис. 8-44; здесь же дано его условное изображение. Тиратрон имеет три электрода: анод, сетку и катод (прямого или косвенного накала).

Если установить большое отрицательное сеточное напряжение и затем включить положительное напряжение на анод, то ток в анодной цепи будет практически отсутствовать (участок AB на рис. 8-45, *а*): отрицательно заряженная сетка тормозит движение электронов, эмиттируемых катодом. При постепенном уменьшении отрицательного сеточного напряжения поле, тормозящее движение электронов, ослабляется. При некотором значении сеточного напряжения (точка B на рис. 8-45, *а*) электроны преодолевают тормозящее действие сетки и под действием поля анода приобретают энергию, достаточную для ионизации инертного газа или паров ртути, заполняющих баллон тиратрона. Произойдет зажигание тиратрона. Анодный ток резко возрастет (участок BC на рис. 8-45, *а*). После того напряжение на сетке уже не влияет на величину анодного тока, так как большое количество положительных ионов своим полем компенсирует тормозящее поле сетки (участок DE на рис. 8-45, *а*). Величина анодного тока определяется добавочным сопротивлением в цепи анода. Погасить тиратрон можно лишь путем уменьшения анодного напряжения.

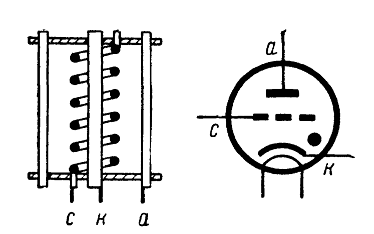


Рис. 8-44. Устройство и условное изображение тиратрона

Если повысить анодное напряжение, то вспышка тиратрона произойдет при более отрицательном сеточном напряжении и анодный ток достигнет большего значения. Если включать на сетку напряжения

разной величины и каждый раз измерять зажигающее анодное напряжение $U_з$, то мы получим так называемую пусковую характеристику тиратрона (рис. 8-45, *б*). Следовательно, когда анод тиратрона питается переменным напряжением, то выбор сеточного смещения определяет момент (фазу) вспышки тиратрона и тем самым определяет

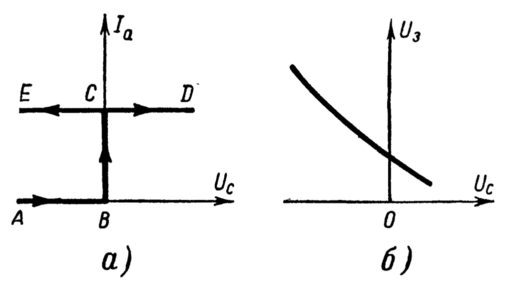


Рис. 8-45. Характеристики тиратрона.
а — анодно-сеточная; *б* — пусковая.

время прохождения выпрямленного тока через него в течение периода питающего напряжения. Благодаря такому свойству оказывается возможным регулировать выпрямленное напряжение и выпрямленный ток при неизменном нагрузочном сопротивлении, в чем и состоит достоинство тиратрона по сравнению с выпрямительными диодами.

Наряду с применением в выпрямителях тиратроны широко используются для замыкания цепей сильного тока при помощи источника напряжения малой мощности (в качестве реле разового действия).

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

9-1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилителем называется устройство, которое позволяет получить электрические колебания большей мощности, чем мощность колебаний, управляющих его работой. Получаемая от усилителя энергия электрических колебаний создается за счет расхода энергии источника питания усилителя. Преобразователем энергии постоянного тока источника питания в энергию усиленных колебаний служит электронная лампа или транзистор, которые управляются усиливаемыми колебаниями.

Зажимы усилителя, к которым подводятся управляющие колебания, называются входными зажимами, или, короче, входом усилителя. Источник усиливаемых колебаний (источник сигнала) создает на входе переменное напряжение с амплитудой U_{m1} (рис. 9-1). Для источника усиливаемых колебаний сам усилитель представляет собой некоторое сопротивление $R_{вх}$, называемое входным сопротивлением усилителя.

Конечно, входное сопротивление служит лишь мерой для оценки той нагрузки, которую испытывает источник сигнала, воздействую-

щий, например, на промежуток сетка — катод лампы или на электронно-дырочный переход полупроводникового прибора и расходующий мощность $P_{вх}$. Заменяя условно истинный потребитель на входе простым активным сопротивлением $R_{вх}$, мы определим величину этого сопротивления из соотношения

$$P_{вх}=\frac{U_{m1}^2}{2R_{вх}} \qquad (9\text{-}1)$$

Пусть, например, амплитуда входного напряжения $U_{m1} = 1$ *мв* $= 1 \cdot 10^{-3}$ *в*, а мощность, расходуемая при этом на входе, $P_{вх} = 10^{-11}$ *вт*. Тогда входное сопротивление

$$R_{вх}=\frac{U_{m1}^2}{2P_{вх}}=\frac{10^{-6}}{2\cdot 10^{-11}}=50\,000 \text{ ом}.$$

Выгодно иметь входное сопротивление по возможности бóльшим, чтобы уменьшить расход мощности источника сигнала; однако не всегда удается создать усилитель с большим входным сопротивлением.

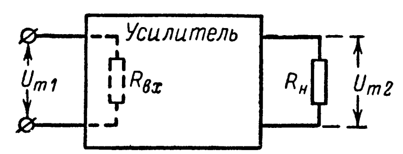


Рис. 9-1. Структурная схема включения усилителя.

К выходным зажимам усилителя присоединяется сопротивление $R_н$, которое мы называем нагрузочным сопротивлением или сопротивлением-потребителем. На нем создается переменное напряжение U_{m2} и выделяется мощность усиленных колебаний

$$P_{вых}=\frac{U_{m2}^2}{2R_н}. \qquad (9\text{-}2)$$

Для оценки успешности работы усилителя вводится понятие о коэффициенте усиления по мощности

$$K_м=\frac{P_{вых}}{P_{вх}}. \qquad (9\text{-}3)$$

Однако, как мы увидим ниже, это не единственный показатель работы усилителя.

В большинстве приборов радиоэлектронной техники требуется коэффициент усиления, недостижимый для одной лампы или одного транзистора. Тогда усилитель составляется из нескольких усилительных каскадов. Усилительным каскадом называют сочетание лампы (или транзистора) со всеми относящимися к ней элементами схемы, определяющими режим и результат работы. Колебания, усиленные первым каскадом, подаются на вход второго каскада и т. д. Источники же питания в большинстве случаев являются общими для всех каскадов усилителя.

В радиовещательных приемниках задача последнего, так называемого **выходного** (или оконечного) каскада состоит в том, чтобы отдать нагрузочному сопротивлению (например, громкоговорителю) мощность, требуемую для его нормальной работы, т. е. обеспечить должные амплитуды напряжения на потребителе и тока в нем.

Предыдущие каскады имеют задачу обеспечить достаточное воздействие сигнала на вход последнего каскада, чтобы он отдал потребителю требуемую мощность. Эти каскады можно назвать каскадами предварительного усиления. Если речь идет об усилителе на электронных лампах, работающих без токов в цепях сеток (в области отрицательных сеточных смещений), то такие лампы, как мы знаем, управляются переменным напряжением (см. рис. 8-16 или 8-18). В таком случае оценивать успешность работы каскада следует коэффициентом усиления по напряжению, т. е. отношением амплитуды выходного напряжения каскада к амплитуде его входного напряжения:

$$K = \frac{U_{m2}}{U_{m1}}. \tag{9-4}$$

Разумеется, в таком каскаде мощность на выходе обязательно должна быть больше мощности на входе. Именно этим активный каскад отличается от пассивного четырехполюсника (например, простого трансформатора), который может повысить напряжение, но не увеличивает мощности.

Коэффициент усиления по мощности связан с коэффициентом усиления по напряжению. Если в выражение (9-3) подставить значения $P_{вх}$ и $P_{вых}$ из формул (9-1) и (9-2), то получим:

$$K_м = \left(\frac{U_{m2}}{U_{m1}}\right)^2 \frac{R_{вх}}{R_н} = K^2 \frac{R_{вх}}{R_н}. \tag{9-5}$$

При малом значении сопротивления нагрузки по сравнению с входным сопротивлением ($R_н < R_{вх}$) усиление по мощности может быть получено даже в тех каскадах, где коэффициент усиления по напряжению меньше единицы. К таким каскадам часто относятся выходные каскады, работающие на громкоговоритель с малым сопротивлением. Мощность в этом случае достигает требуемой величины благодаря большой амплитуде тока в потребителе.

Каскады на транзисторах в отличие от ламповых каскадов вообще не могут работать при отсутствии тока во входной цепи. Поэтому для них существенным показателем успешности работы служит также коэффициент усиления по току

$$K_т = \frac{I_{m2}}{I_{m1}}, \tag{9-6}$$

где I_{m2} — амплитуда тока в нагрузочном сопротивлении, а I_{m1} — амплитуда тока во входной цепи.

Нетрудно понять, что коэффициент усиления по мощности (при активных выходном и входном сопротивлениях) равен произведению коэффициентов усиления по напряжению и по току:

$$K_м = KK_т. \tag{9-7}$$

Для многокаскадного усилителя общий коэффициент усиления равен, естественно, произведению «одноименных» коэффициентов усиления, т. е.

$$K_{общ} = K_1 K_2 K_3 \ldots,$$
$$K_{т.общ} = K_{т1} K_{т2} K_{т3} \ldots,$$
$$K_{м.общ} = K_{м1} K_{м2} K_{м3} \ldots$$

Таковы общие соображения о задачах, выполняемых усилителями. Радиопередатчики и радиоприемники имеют дело с сигналами по меньшей мере двух областей частот: с радиочастотными сигналами и с сигналами управляющей частоты. Радиочастота свойственна волнам, излучаемым антенной передатчика и воздействующим на приемную антенну. Но для того, чтобы радиоволны содержали в себе сообщение, в передатчике они подвергаются управлению со стороны сигналов первичной формы. Процесс управления назовем *модуляцией*, первичным же сигналом при радиотелефонии являются токи разговорной (звуковой) частоты, создаваемые микрофоном абонента, а в телевидении — импульсы изображения (видеоимпульсы), создаваемые передающей телевизионной трубкой.

В приемнике необходим обратный процесс: принимаемые сигналы радиочастоты необходимо превратить обратно в сигналы первичной формы; этот процесс назовем *детектированием*. Сигналы первичной формы воздействуют на громкоговоритель или управляют лучом кинескопа. Как в передатчике, так и в приемнике приходится, очевидно, усиливать и радиосигналы, и первичные (управляющие) сигналы. Чтобы разделить эти два класса усилителей, дадим усилителям радиосигналов название *усилители высокой частоты*, а усилителям сигналов первичной формы — *усилители низкой частоты*. Необходимо помнить, что здесь понятие «высокая» и «низкая» частота справедливы только при сравнении радиосигнала с первичным сигналом. По абсолютной же величине составляющие колебания, например, первичного телевизионного сигнала могут иметь достаточно высокие (и одновременно очень низкие) частоты. В радиотелефонии понятие «низкие частоты» можно считать тождественным понятию «звуковые частоты».

Приняв такую классификацию, мы начнем рассмотрение усилителей низкой частоты.

9-2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Каскад усиления колебаний низкой частоты получает свое наименование по двум основным признакам: по типу активного прибора (триод, пентод или транзистор) и по виду нагрузочного элемента, включаемого в анодную цепь (сопротивление, дроссель, трансформатор и др.). Так, например, мы можем встретить ламповые или транзисторные каскады усиления на сопротивлениях или на трансформаторах и др. Особняком в этой классификации стоят выходные (оконечные) каскады усилителей, для которых основным нагрузочным элементом служит громкоговоритель. Что касается усилительных каскадов телевизионного тракта, то они в большинстве своем относятся к схемам на сопротивлениях, но с существенными особенностями.

Сейчас мы займемся изучением каскадов предварительного усиления колебаний звуковых частот.

Требования, предъявляемые к низкочастотному усилительному каскаду, могут носить радиотехнический, конструктивный и экономический характер. Мы остановимся лишь на радиотехнических требованиях. Они заключаются в том, чтобы каскад обеспечивал достаточный коэффициент усиления в требуемой полосе звуковых частот при искажениях, не превосходящих допустимой величины. Полоса звуко-

вых частот в профессиональной телефонной связи простирается от 300 до 3 400 *гц*, а в радиовещании, где требуется передавать и воспроизводить художественно звуки оркестра, полоса частот должна быть от 100 до 10 000 *гц*, а иногда — и еще шире в области как басовых (низких), так и дискантовых (высоких) частот.

Чем шире полоса частот, тем сложнее задача равномерного усиления любого колебания в этой полосе. Неравномерное же усиление звуковых колебаний различных частот приводит к потере естественности звука, т. е. к его искажениям. Такого рода искажения называются амплитудно-частотными, или короче, частотными искажениями.

Для наглядной оценки свойственных усилителю частотных искажений служит амплитудно-частотная (или просто частотная) характеристика, либо получаемая расчетным путем, либо снимаемая при помощи измерительной аппаратуры. Частотная характеристика представляет собой зависимость коэффициента усиления каскада (или усилителя в целом) от частоты.

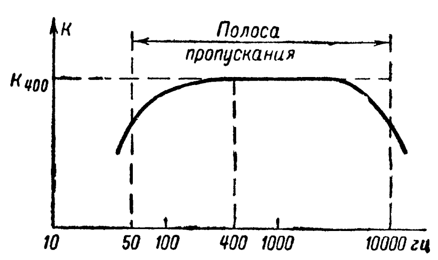


Рис. 9-2. Пример частотной характеристики усилителя низкой частоты.

На рис. 9-2 приводится одна из возможных частотных характеристик усилителя низкой частоты. Для того чтобы ход характеристики был более наглядным как в области басовых, так и дискантовых тонов, масштаб оси частот берется логарифмическим, т. е. неравномерным. Коэффициент усиления откладывается по вертикальной оси либо в абсолютных, либо в относительных цифрах (по отношению к коэффициенту усиления на частоте 400 *гц*). Характеристика, показанная на рис. 9-2, имеет снижения («западания») на низших и на высших частотах по сравнению со средними. Возможны и подъемы усиления в некотором участке частот. Причинами неравномерности являются реактивные сопротивления, неизбежно имеющиеся в лампах (междуэлектродные емкости), в транзисторах (емкости *p-n* переходов) или же включаемые во внешние цепи.

Точно одинаковую величину усиления во всей заданной полосе частот обеспечить невозможно; но это и не требуется, так как снижение усиления на 30% (до 0,7 K_{400}) практически не отражается на художественности звучания (в профессиональной связи — на разборчивости речи). Полоса частот, лежащая между ординатами, которые составляют 0,7 K_{400}, может быть названа полосой пропускания усилителя. Обычно в современных приемниках регуляторы тембра позволяют уменьшать полосу пропускания как со стороны низших, так и со стороны высших частот, чтобы ослаблять возможные помехи. Подавление высших частот делает тембр неестественно глухим, а подавление низших частот — неестественно свистящим.

С увеличением числа каскадов повышается чувствительность усилителя, т. е. его способность воспроизводить слабые сигналы. Но одновременно увеличивается и неравномерность частотной характеристики. Если, например, на низшей частоте характери-

стика снижается до 0,7 по сравнению со средним уровнем в одном каскаде, то три таких каскада дадут снижение общей характеристики до $0{,}7^3 = 0{,}34$ от величины среднего уровня. Иначе говоря, требования к каждому каскаду строже, нежели к усилителю в целом.

Сущность амплитудно-частотных искажений заключается в том, что в составе выходного сигнала соотношение между амплитудами колебаний разных частот получается иным, нежели в составе входного сигнала. Но может при усилении измениться также соотношение фаз отдельных колебаний в составе сигнала, так как фазовые сдвиги зависят от частоты. Такого рода искажения называются фазо-частотными, или просто ф а з о в ы м и. Для качества звукового воспроизведения сигнала эти искажения не играют роли, так как слух

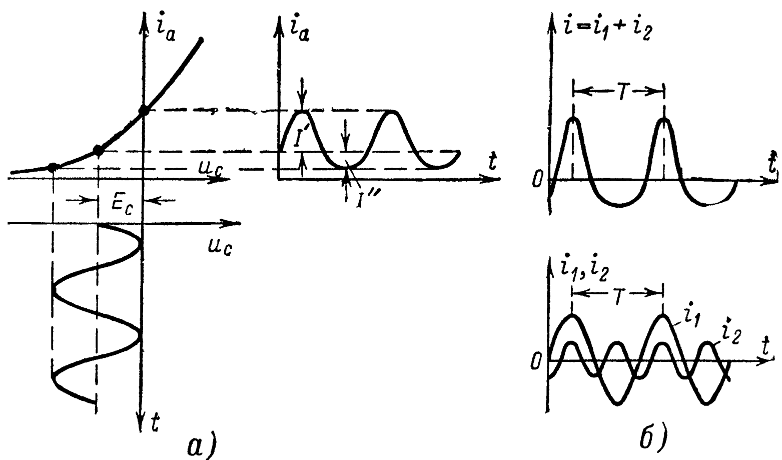


Рис. 9-3. Нелинейные искажения.
а — происхождение искажений; *б* — анализ искаженного колебания.

человека не обнаруживает различия в фазовых соотношениях отдельных звуковых колебаний. Зато при телевизионном приеме фазовые искажения приводят к порче изображения и с ними приходится считаться.

Как амплитудно-частотные, так и фазо-частотные искажения могут быть названы линейными, так как причиной их являются емкости и индуктивности каскада, т. е. элементы, не нарушающие пропорциональности между напряжением и током. Лампа и транзистор, как мы знаем, ставятся выбором исходных напряжений в условиях усиления на линейных участках характеристик (см., например, рис. 8-16 и 8-33). Но при увеличении амплитуд сигнала вероятен выход за пределы прямолинейного участка характеристики. В этом случае форма сигнала искажается, как показано, например, на рис. 9-3, *а*. Такого рода искажения называются н е л и н е й н ы м и. Причиной нелинейных искажений во входной цепи каскада может быть также сеточный ток, импульсы которого проходят лишь во время воздействия положительного напряжения на сетку; ведь характеристика тока сетки нелинейна, как и характеристика диода, а потому за положи-

тельный полупериод сигнала вследствие падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала амплитуда его напряжения на сетке будет меньше, чем за отрицательный полупериод.

Периодическое, но несинусоидальное колебание, примером которого служит анодный ток на рис. 9-3, *а*, может быть разложено на ряд синусоидальных колебаний с частотами, кратными основной. Эти составляющие колебания, как нам известно, называются гармониками несинусоидального процесса. На рис. 9-3, *б* верхняя кривая — несинусоидальное периодическое колебание, нижние же кривые — первая и вторая гармоника этого колебания. Если произвести сложение ординат обеих гармоник (с учетом их знаков), то приблизительно получим верхний график. Искаженная форма анодного тока на рис. 9-3, *а* имеет в своем составе большее число гармоник (теоретически бесконечное число), а также постоянную составляющую (т. е. гармонику «нулевой частоты»).

Итак, математически нелинейные искажения рассматриваются как образование высших гармоник, не свойственных первичному сигналу. Практически же эти искажения приводят к снижению художественности музыки или разборчивости речи. Поэтому требование работы на прямолинейном участке динамической характеристики является одним из требований к режиму усилительного каскада. Выполнить это требование в оконечном каскаде сложнее, чем в предварительных, так как на входе оконечного каскада амплитуды больше, чем в предыдущих. Чтобы появление высших гармоник не обнаруживалось на слух, амплитуда наиболее выраженной из них должна быть менее 5% амплитуды основной гармоники; это отношение и служит коэффициентом (мерой) нелинейных искажений.

Криволинейность характеристик активных усилительных приборов ограничивает также динамический диапазон звука, воспроизводимого усилителем, т. е. превосходство амплитуды самого громкого звука над амплитудой самого тихого. Иногда и в этом отношении ставятся требования к усилительному каскаду, ранее других угрожающему «перегрузкой», т. е. выходом рабочей точки за пределы линейного участка характеристики [1].

Таковы общие предпосылки к изучению конкретных видов усилителей низкой частоты.

9-3. ЛАМПОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА СОПРОТИВЛЕНИЯХ

Простейшая схема лампового каскада усиления на сопротивлениях была рассмотрена нами применительно к рис. 8-17 и 8-24. Такой каскад предназначен для усиления напряжения сигнала: усиленное напряжение должно воздействовать на вход следующего каскада для управления его работой. Об усилении мощности здесь говорить не имеет смысла, так как, во-первых, цепь сетки работает без расхода мощности, а, во-вторых, мощность, расходуемая в нагрузочном сопротивлении $R_н$, сама по себе не является полезной.

---

[1] Рабочей точкой мы называем точку на характеристике, соответствующую мгновенному значению входного напряжения, т. е. перемещающуюся по рабочему участку характеристики с изменениями входного напряжения. При нулевом напряжении сигнала рабочая точка находится в «исходном» положении.

Коэффициент усиления напряжения был нами найден применительно к эквивалентной схеме триода на рис. 8-17, *б* в виде соотношения

$$K = \mu \frac{R_н}{R_i + R_н}, \quad (9\text{-}8)$$

а для пентода, характеризуемого соотношением $R_i \gg R_н$,

$$K \approx SR_н. \quad (9\text{-}9)$$

По отношению к простейшей схеме остается сказать только о выборе величины $R_н$. Из формулы (9-8) легко подсчитать, что брать для триода величину $R_н$ больше, чем $4R_i$, не имеет смысла. Действительно, если в формуле (9-8) разделить числитель и знаменатель на R_i, то получим:

$$K = \mu \frac{\frac{R_н}{R_i}}{1 + \frac{R_н}{R_i}}.$$

Если $\frac{R_н}{R_i} > 4$, то в знаменателе единица окажется столь малым слагаемым, что коэффициент усиления будет близким к величине μ без возможностей его дальнейшего повышения. Вместе с тем, выбрав $R_н > 4R_i$, мы снизим напряжение анодного питания, что может нарушить рекомендуемый режим питания лампы. Поэтому для триодов выбирается $R_н \leqslant (3—4)R_i$, а практически — десятки килоом.

Для пентода также приходится заботиться о сохранении на аноде рекомендуемого заводом напряжения, которое с увеличением $R_н$, т. е. с уменьшением (на рис. 8-25) угла наклона α, достаточно резко уменьшается при данном сеточном смещении. Поэтому и для пентода, как и для триода, $R_н$ берется не более 100 *ком*.

Однако простейшая схема должна быть дополнена несколькими вспомогательными, но совершенно необходимыми деталями, которые обеспечивают режим питания данного каскада и передачу усиленного напряжения сигнала на вход следующего каскада. Схема каскада усиления на сопротивлениях (реостатного каскада) изображена в полном виде на рис. 9-4, *а*. Рассмотрим включенные в нее дополнительные детали.

Лампа $Л_1$ относится к рассматриваемому каскаду, а лампа $Л_2$ — к следующему. $Л_1$ — пентод; ее экранирующая сетка получает напряжение от анодного источника $E_а$ через гасящее сопротивление R_{c2}, шунтированное конденсатором C_{c2} (см. рис. 8-24, *в*). Защитная сетка присоединена к катоду. Новым для нас является способ получения смещающего напряжения на управляющую сетку. В цепь катода включено сопротивление $R_к$, по которому проходит полный катодный ток $I_к$ (сумма анодного и сеточных токов); направлен этот ток на схеме сверху вниз, а потому на верхнем зажиме сопротивления $R_к$ потенциал выше, чем на нижнем. Именно к нижнему зажиму этого сопротивления и присоединяется провод цепи управляющей сетки. Таким образом, постоянное напряжение $E_{c1} = I_к R_к$ служит отрицательным смещением для управляющей сетки. Так, к примеру, если по заводским данным лампы в нормальном режиме $I_к = 3$ *ма*, а $E_{c1} = 1{,}5$ *в*,

то сопротивление смещения $R_к = \frac{1,5}{3 \cdot 10^{-3}} = 500$ *ом*. Вполне очевидно, что это напряжение представляет собой небольшую часть напряжения источника анодного питания, т. е. сеточное смещение автоматически создается анодным источником за счет соответствующего снижения напряжения на аноде. Разумеется, такой способ получения смещения без отдельной сеточной батареи вполне применим и для триодов.

В цепи управляющей сетки буквами *ГС* обозначен генератор или источник сигнала. Он создает на зажимах сетка — катод напряжение

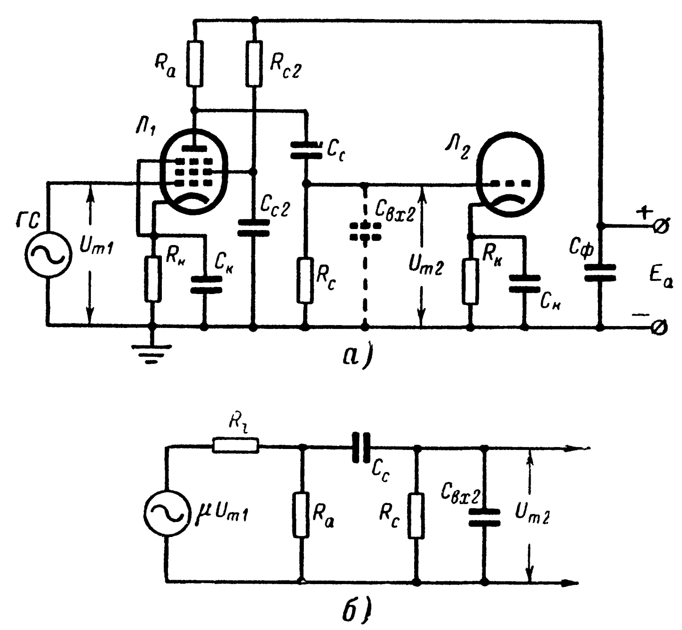


Рис. 9-4. Каскад усиления на сопротивлениях.
а — полная схема с подогревным пентодом; *б* — эквивалентная схема.

U_{m1}, являющееся входным напряжением усилителя. Часть этого напряжения могла бы падать на сопротивлении $R_к$; но эта часть была бы очень малой, так как сопротивление промежутка сетка — катод в этом режиме близится к бесконечности. И все-таки сопротивление $R_к$ замыкается для переменного тока параллельным конденсатором $C_к$ большой емкости (вплоть до микрофарад).

Смысл включения конденсатора $C_к$ заключается в следующем. Переменный (усиленный) анодный, а значит, и катодный ток создают на сопротивлении $R_к$ переменное напряжение, и это напряжение воздействует обратно на сетку в противофазе с напряжением сигнала. Такое взаимодействие анодной и сеточной цепей называется отрицательной обратной связью. Очевидно, действие сигнала тем самым ослабляется, что равноценно снижению коэффициента усиления. Кон-

денсатор же $C_к$ замыкает для переменного тока участок катодной цепи практически накоротко, тем самым устраняя отрицательную обратную связь.

Детали $R_к$ и $C_к$ того же назначения мы видим и в катодной цепи следующей лампы $Л_2$, причем выбором величины $R_к$ имеется возможность создавать для каждой лампы нужную величину сеточного смещения.

Усиленное напряжение возникает на сопротивлении $R_а$, включенном в анодную цепь лампы $Л_1$. Но для того, чтобы переменное напряжение с сопротивления $R_а$ воздействовало на управляющую сетку следующей лампы, а постоянное напряжение анодной батареи не попадало бы в цепь этой сетки, между выходом данного и входом следующего каскада ставится разделительный конденсатор $C_с$ емкостью в десятки тысяч пикофарад. Этот конденсатор должен обладать высоким сопротивлением изоляции для постоянного тока. Наличие разделительного конденсатора делает необходимым включение от сетки на катод сопротивления $R_с$: во-первых, через это сопротивление подается с нижнего зажима сопротивления $R_к$ на управляющую сетку лампы $Л_2$ отрицательное постоянное напряжение смещения; во-вторых, электроны, попадающие с катода лампы $Л_2$ на ее управляющую сетку и способные образовать на ней отрицательный заряд, который может запереть лампу, стекают через сопротивление $R_с$ на катод. Поэтому сопротивление $R_с$ (в сотни килоом и больше) называется иногда сопротивлением сеточной утечки (более грубо — просто «утечкой»).

Так составляется схема каскада предварительного усиления (усиления напряжения) на сопротивлениях с применением электронной лампы. Следует еще учесть, что выходные зажимы нашего каскада шунтируются входной емкостью $C_{вх2}$ следующего каскада; обычно величина этой емкости исчисляется десятками пикофарад (с учетом емкости сетка — катод, емкости между монтажными проводами и емкости деталей на корпус усилителя). К той же величине $C_{вх2}$ следует отнести и выходную емкость лампы $Л_1$, шунтирующую сопротивление $R_а$.

Теперь мы можем нарисовать эквивалентную схему нашего каскада для переменных напряжений и токов, дополняя перечисленными элементами уже известную нам схему на рис. 8-17, *б*. Мы приходим к схеме на рис. 9-4, *б*, причем анодное сопротивление $R_а$ соединяем в ней прямо с катодом, считая, что анодный источник питания не представляет сопротивления переменному току; если этот источник — выпрямитель, то переменный ток сигнала замыкается через конденсатор его фильтра $C_ф$.

Наличие в эквивалентной схеме конденсатора $C_с$, сопротивления $R_с$, а также емкости $C_{вх2}$ влияет на усилительные свойства рассматриваемого каскада, но в разных участках полосы звуковых частот влияния эти различны. На частотах примерно выше 400 *гц* конденсатор $C_с$, имеющий большую емкость, представляет собой настолько малое реактивное сопротивление $\left(X=\frac{1}{\omega C_с}\right)$, что этим сопротивлением можно пренебречь и считать на этих частотах верхние концы сопротивлений $R_а$ и $R_с$ соединенными накоротко. Сопротивление малой входной емкости $C_{вх2}$ следующего каскада $\left(X=\frac{1}{\omega C_{вх2}}\right)$ на низших и средних частотах, наоборот, очень велико, так что ее шунтирующим действием можно на этих частотах пренебречь.

Таким образом, на средних звуковых частотах (примерно от 400 до 3 000 *гц*) нагрузку лампы для переменного тока составляют только сопротивления $R_а$ и $R_с$, соединенные параллельно:

$$R_н = \frac{R_а R_с}{R_а + R_с}. \qquad (9\text{-}10)$$

Следовательно, коэффициент усиления каскада на средних частотах выразится формулами (9-8) и (9-9) с учетом значения $R_н$ из формулы (9-10). Наличие шунта $R_с$, вообще говоря, снижает усиление, но при правильном выборе деталей $R_а \ll R_с$, и влияние шунта незначительно. Это легко показать следующим примером. Пусть пентод имеет крутизну $S = 4$ *ма/в*, а сопротивления $R_а = 30$ *ком* и $R_с = 700$ *ком*. Тогда без учета влияния $R_с$ усиление было бы $K \approx SR_а = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3 = 120$, а при учете величины $R_с$ оказалось бы $K \approx S \frac{R_а R_с}{R_а + R_с} = 4 \cdot 10^{-3} \frac{30 \cdot 700}{30 + 700} 10^3 = 115$.

При звуковой частоте ниже 400 *гц* сопротивление конденсатора $C_с$ становится заметным в сравнении с $R_с$, увеличиваясь при понижении частоты. На сопротивлении $X = \frac{1}{\omega C_с}$ падает часть напряжения, выделенного лампой на сопротивлении $R_а$ [1], и потому полезное выходное напряжение U_{m2}, снимаемое с зажимов $R_с$, уменьшается. Иначе говоря, с понижением частоты коэффициент усиления каскада падает. Такая зависимость уже приводилась нами в примерной частотной характеристике на рис. 9-2.

В области высших звуковых частот (или же на сверхзвуковых частотах) заметно уменьшается сопротивление емкости $C_{вх2}$; общее сопротивление параллельно соединенных сопротивлений $R_а$, $R_с$ и $X = \frac{1}{\omega C_{вх2}}$ тоже уменьшается с ростом частоты [2]. Согласно формуле (9-9) это приводит к снижению коэффициента усиления в области высших звуковых частот, как было показано и на рис. 9-2. Практически при радиотелефонном приеме влияние $C_{вх2}$ обычно не проявляется; но при телевизионном приеме с усилением широкой полосы частот (от десятка герц до нескольких мегагерц) влияние шунта $C_{вх2}$ может быть столь заметным, что для получения равномерной частотной характеристики приходится брать уменьшенную величину $R_а$, получая сравнительно небольшое усиление и на средних частотах.

Частотные искажения в широкополосном каскаде усиления можно представить очень наглядно, если рассмотреть усиление видеоимпульса прямоугольной формы. Такого типа сигналы получаются при телевизионном, радиолокационном и некоторых иных видах радиоприема. Чем короче импульс, тем шире спектр составляющих его гармоник. Так, например, если длительность импульса составляет 1 *мксек*, то в составе его спектра существенно заметны гармоники с частотами до 1 *Мгц* и более.

Для усиления видеоимпульсов, как и для усиления колебаний звуковых частот, целесообразно ставить лампу в режим работы без

---

[1] Известно, что напряжения, падающие на $C_с$ и $R_с$, слагаются друг с другом геометрически. Однако это не противоречит нашему рассуждению.

[2] Токи в активной и реактивной ветвях слагаются друг с другом геометрически, что не противоречит приводимому рассуждению.

сеточных токов. Но при импульсах значительной величины рабочая точка выбирается не в середине прямолинейного участка характеристики, а в его нижней или верхней части. Если на сетку действуют импульсы положительного знака (рис. 9-5, *а*), то рабочая точка выбирается в нижней части характеристики; в этом случае при действии импульса анодный ток возрастает, а напряжение на аноде падает. Если же на сетку воздействуют импульсы отрицательного знака (рис. 9-5, *б*), то рабочая точка выбирается в верхней части левой области характеристики; в таком случае при действии импульса анодный ток уменьшается, а напряжение на аноде лампы возрастает. Таким образом, выходное напряжение оказывается по знаку (по фазе) «опрокинутым» по отношению к входному. Это «опрокидывание фазы» имело место и при усилении синусоидальных колебаний: при повышении напряжения на сетке анодный ток возрастал (см., например, рис. 8-16), а напряжение на аноде падало, и наоборот. Выходное же напряжение снимается именно с зажимов анод — катод (на рис. 9-4 через емкость $C_с$).

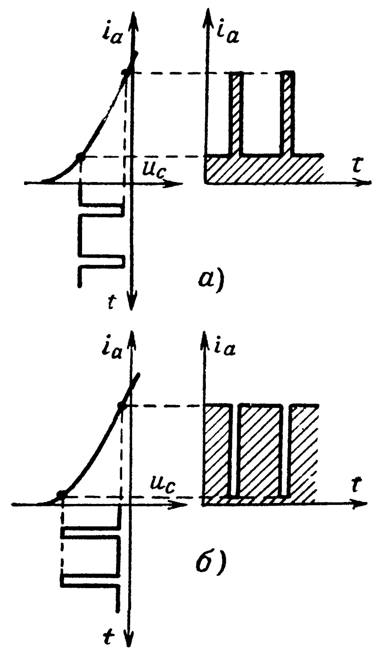


Рис. 9-5. Усиление видеоимпульсов. *а* — положительных; *б* — отрицательных.

Итак, положим, что на сетку воздействует видеоимпульс отрицательной полярности. Его действие вызывает скачкообразное уменьшение анодного тока и соответственно, скачкообразное уменьшение напряжения, падающего на сопротивлении $R_а$. Напряжение же на аноде скачкообразно повышается на ту же величину. В результате этого начинает дополнительно заряжаться разделительный конденсатор $C_с$, и ток его заряда, проходящий (в схеме на рис. 9-4, *а*) через сопротивление $R_с$ сверху вниз, образует на верхнем конце сопротивления $R_с$ положительный потенциал, действующий на сетку следующей лампы.

По окончании импульса анодный ток скачком увеличивается, а напряжение на аноде снижается до первоначальной величины. При этом конденсатор $C_с$ перестает заряжаться через сопротивление $R_с$, ток через $R_с$ прекращается и потенциал верхнего конца этого сопротивления становится равным нулю. Такой «идеальный» (неискаженный) процесс усиления видеоимпульса изображен на рис. 9-6, *а*.

Но такой процесс был бы возможен, если бы шунтирующая емкость $C_{вх2}$ была равна нулю, а разделительная емкость $C_с$ была равна бесконечности. Иначе говоря, искажения отсутствовали бы, если бы частотная характеристика не имела снижений ни на низших, ни на

высших частотах. В реальном же усилителе форма импульса искажается, и процесс искажений можно проследить физически.

Одной из причин искажения импульса является то, что напряжение на аноде не может увеличиться мгновенно, а нарастает постепенно по мере того, как заряжается емкость $C_{вх2}$, параллельная сопротивлению $R_а$. Чем больше произведение $R_аC_{вх2}$, тем медленнее происходит заряд и тем более пологим становится передний фронт импульса на выходе (рис. 9-6, *б*). Точно так же напряжение на аноде не может

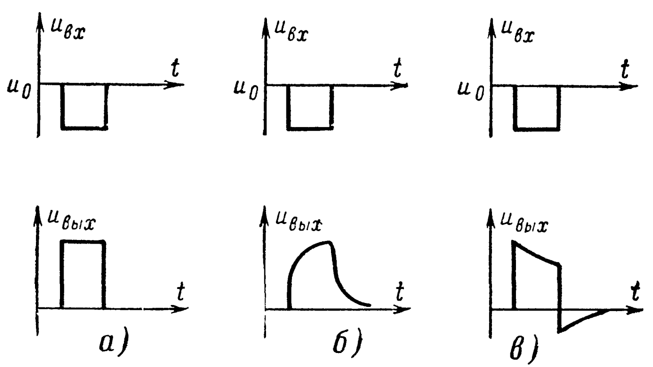


Рис. 9-6. Усиление видеоимпульса.
а — без искажений; *б* — с искажениями в области высших частот; *в* — с искажениями в области низших частот.

мгновенно спадать, так как оно поддерживается зарядом емкости $C_{вх2}$; эта емкость разряжается постепенно через сопротивление $R_а$, а потому задний фронт выходного импульса растягивается (рис. 9-6, *б*). Чем короче усиливаемый импульс, тем более опасен этот вид искажений.

Ввиду того что емкость $C_{вх2}$ определяется в основном геометрической структурой электродов лампы $Л_2$, значение этой емкости не может быть сведено к нулю. Чтобы уменьшить описанный вид искажений, приходится брать сопротивление $R_а$ достаточно малой величины, тем самым снижая коэффициент усиления каскада. Для широкополосного усиления видеоимпульсов коэффициент усиления обычно не превосходит 10—15 на каскад (при пентоде со средним значением крутизны).

Другой причиной искажения импульса может быть уменьшение тока, проходящего через сопротивление $R_с$, и напряжения на этом сопротивлении по мере заряда конденсатора $C_с$; в результате этого вершина импульса становится наклонной (рис. 9-6, *в*). Кроме того, после окончания импульса конденсатор $C_с$, зарядившийся во время действия импульса, разряжается через сопротивление $R_с$; ток разряда, направленный в $R_с$ снизу вверх, создает на этом сопротивлении «выброс» напряжения обратного знака (рис. 9-6, *в*). Для уменьшения этого вида искажений нужно иметь большую величину произведения $R_сC_с$, чему ставят границу стоимость, габариты, вес и сопротивление изоляции конденсатора $C_с$ и необходимость обеспечить утечку зарядов сетки следующей лампы через сопротивление $R_с$. Для более коротких им-

пульсов опаснее первый вид искажений, а для более длительных — второй.

Вследствие малого коэффициента усиления одного каскада нередко приходится составлять видеоусилитель из большого числа каскадов. Однако существует возможность компенсировать влияние шунтирующей емкости $C_{вх2}$ в некотором участке высших частот и тем самым расширить частотную характеристику на этом участке или, иначе говоря, уменьшить первый вид искажений импульса (рис. 9-6, *б*).

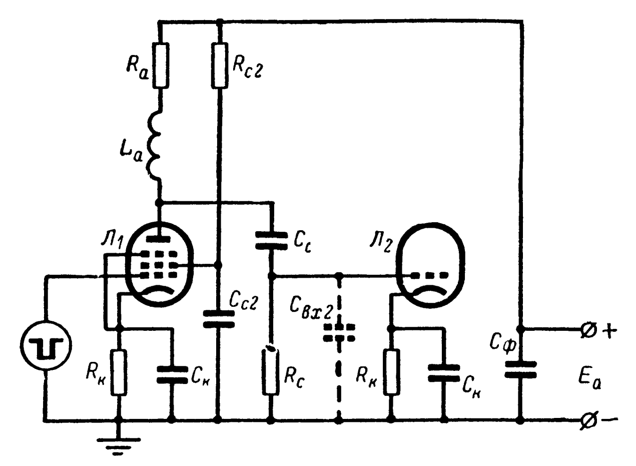


Рис. 9-7. Широкополосный каскад с коррекцией в области высших частот.

Для этого последовательно с сопротивлением R_a включается небольшая индуктивность L_a (рис. 9-7). На участке высших частот индуктивность L_a и емкость $C_{вх2}$ образуют разветвление, дающее резонанс токов, т. е. их проводимости взаимно компенсируются, и причина снижения усиления на этом участке частот устраняется. Включение индуктивности называется высокочастотной коррекцией усилителя видеоимпульсов.

В заключение следует сказать, что и в радиовещательных, и в телевизионных ламповых приемниках каскады усиления низкой частоты на сопротивлениях применяются широко благодаря своей простоте и хорошему качеству усиления.

9-4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА СОПРОТИВЛЕНИЯХ

Принципы усиления на сопротивлениях с применением транзисторов нам известны из предыдущей главы (см. рис. 8-35). Из двух приводившихся способов включения транзистора выгодным для усиления на сопротивлениях оказывается включение с общим эмиттером (см. рис. 8-35, *б*, а также характеристики рис. 8-36). Именно при этом включении есть возможность составить усилитель из нескольких оди-

наковых каскадов. При включении же с общей базой (см. рис. 8-35, *а*) каскад имеет очень малое входное сопротивление, которое шунтирует выход предыдущего каскада и тем самым препятствует усилению напряжения в предыдущем каскаде [см. формулу (8-14)].

Остановившись на схеме с общим эмиттером, мы приведем один из ее практических вариантов (рис. 9-8). Эта схема имеет ряд отличий от показанной на рис. 8-35, *б*. Здесь изображены транзисторы с проводимостью типа *p-n-p*, сравнительно часто встречающиеся в нашей практике, особенно для усилителей низкой частоты. В соответствии с этим на коллектор должно быть подано отрицательное напряжение от источника $E_к$; эмиттер же должен быть положителен по отношению к базе. Отрицательное напряжение на коллектор транзистора T_1 данного каскада подается через сопротивление $R_к$, аналогичное сопротивлению $R_а$ в ламповых схемах; отрицательное напряжение на базу подается от того же источника $E_к$ через сопротивление R_1. Для того

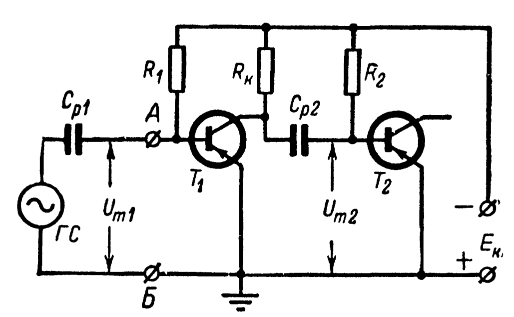


Рис. 9-8. Транзисторный усилитель на сопротивлениях, включенный по схеме с общим эмиттером.

чтобы по постоянному току база не соединялась с эмиттером через генератор сигнала *ГС*, последний включен через разделительный конденсатор C_{p1}. На входе каскада, т. е. на зажимах *А* — *Б* (база — эмиттер) создается переменное напряжение с амплитудой U_{m1}. На выходе каскада, т. е. на зажимах база — эмиттер следующего транзистора T_2, действует усиленное напряжение U_{m2}. Это напряжение снимается через разделительный конденсатор C_{p2}, а отрицательное постоянное напряжение («смещение») на базу транзистора T_2 подается от общего источника через сопротивление R_2.

Итак, усилитель питается от единственного источника, имеющего к тому же напряжение не более 10—15 *в*. Это большое достоинство усилителей на транзисторах в сравнении с ламповыми.

Познакомимся кратко с выбором величин элементов схемы усилительного каскада на транзисторе. С этой целью, остановив свой выбор на конкретном типе маломощного низкочастотного транзистора, рассмотрим его входные и выходные характеристики в схеме с общим эмиттером (см. рис. 8-36). Пусть эти конкретные характеристики имеют вид и масштабы, представленные на рис. 9-9.

Начнем с рассмотрения семейства выходных характеристик (рис. 9-9, *а*), т. е. зависимостей тока в цепи коллектора $I_к$ от напряжения между коллектором и эмиттером $U_{к.э}$. Для транзистора с проводимостью типа *p-n-p* это напряжение отрицательно; однако абсолют-

ные значения $U_{к.э}$ откладываются вправо от начала координат. Точно так же ток коллектора, направленный во внешней цепи от коллектора к эмиттеру, откладывается вверх по вертикальной оси. Обращает на себя внимание наличие тока в цепи коллектора при разомкнутой цепи базы ($I_б = 0$). Далее характеристики, снятые при постоянной для каждой из них величине тока базы, образуют возрастающее семейство, сходное с семейством анодных характеристик пентода.

Как выбрать положение исходной точки m в этом семействе? Обычно бывает известна необходимая амплитуда переменного тока на входе следующего каскада. Этот переменный ток составит часть переменного тока коллектора нашего каскада. Очевидно, что постоянная составляющая тока коллектора $I_{к0}$ должна быть больше этой амплитуды. Обычно берут $I_{к0} \geqslant 1{,}5\ I_{m2}$, где I_{m2} — амплитуда входного

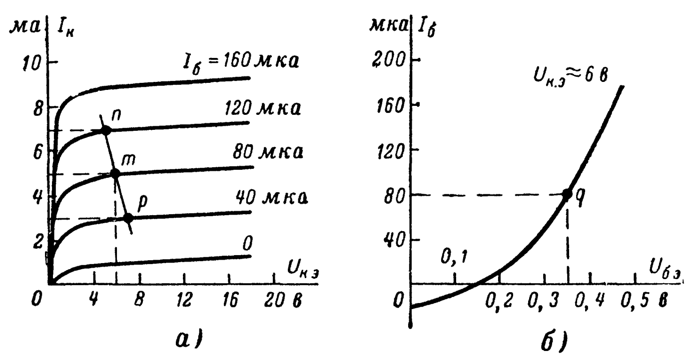


Рис. 9-9. Характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером. *а* — выходные; *б* — входные.

тока следующего каскада. На рис. 9-9, *а* ток $I_{m2} = 2$ *ма*, а ток $I_{к0} = 5$ *ма* (что менее выгодно по сравнению с указанным соотношением).

Выбор напряжения между коллектором и эмиттером $U_{к.э}$ производится по паспортным данным транзистора. Обычно это напряжение берут от 3 до 6 *в* *. На рис. 9-9 принято $U_{к.э} = 6$ *в*. Полное же напряжение источника питания $E_к$ (см. рис. 9-8) берется приблизительно удвоенной величины ($E_к \approx 2U_{к.э}$). Следовательно, в нашем примере (рис. 9-9, *а*) следует выбрать $E_к = 12$ *в*. Избыточная часть напряжения $E_к$ падает на сопротивлении $R_к$, включенном в цепь коллектора. Отсюда можно определить и величину этого сопротивления. Для нашего примера

$$R_к = \frac{E_к}{2I_{к0}} = \frac{12}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 1\,200\ ом.$$

Теперь обратимся к входной характеристике транзистора (рис. 9-9, *б*). Это зависимость тока в цепи базы $I_б$ от напряжения между базой и эмиттером $U_{б.э}$. Мы должны выбрать именно ту характеристику, которая соответствует выбранному постоянному напряжению

* Для транзисторов с проводимостью типа *p-n-p* эти напряжения отрицательны.

на коллекторе (в нашем примере $U_{к.э} = 6$ *в*). Впрочем, входные характеристики при $U_{к.э} > 0$ расходятся незначительно, а потому можно было бы воспользоваться и характеристикой для $U_{к.э} = 5$ *в*, которая чаще дается в паспорте транзистора. На входной характеристике мы отметим точку q, соответствующую току базы той выходной характеристики, на которой расположена точка m. В рассматриваемом случае это будет $I_{б0} = 80$ *мка*. Положение точки определит на горизонтальной оси нужную величину постоянного напряжения между базой и эмиттером $U_{б.э0}$. В нашем примере $U_{б.э0} = 0{,}35$ *в*.

Далее имеется возможность определить величину сопротивления смещения R_1 в цепи базы нашего каскада: на этом сопротивлении должно падать все напряжение $E_к$, за вычетом найденного смещения $U_{б.э0}$. В нашем примере

$$R_1 = \frac{E_к - U_{б.э0}}{I_{б.э0}} = \frac{12 - 0{,}35}{80 \cdot 10^{-6}} \approx 146\,000 \text{ ом}.$$

Таким же путем вычисляется величина сопротивления R_2 по данным цепи базы следующего каскада. Величины R_1 и R_2 оказываются меньше, чем величина сопротивления утечки $R_с$ в ламповых схемах (см. рис. 9-4).

Разделительный конденсатор $C_{р2}$ входит в состав рассматриваемого каскада. Принципиально емкость его выбирается из тех же соображений, что и емкость конденсатора $C_с$ в ламповой схеме: он должен иметь на низших звуковых частотах меньшее сопротивление, нежели сумма сопротивления нагрузки данного каскада и входного сопротивления следующего каскада, чтобы наличие конденсатора не отражалось заметно на распределении переменного напряжения между этими сопротивлениями. Но в связи с тем, что обычно сопротивления нагрузки ($R_к$) и входа ($R_{вх2}$) для транзисторных каскадов сравнительно малы, приходится брать емкость $C_р$ гораздо больше, чем $C_с$ в ламповых каскадах (обычно $C_р$ составляет 3—5 *мкф*; применяются, как правило, электролитические конденсаторы).

Обратимся к расчету коэффициента усиления транзисторного каскада. На средних частотах можно не считаться с наличием емкостей в схеме. Полагая, что сопротивление $\frac{1}{\omega_{ср} C_{р2}} \approx 0$, мы должны считать цепь коллектора нагруженной параллельным соединением трех активных сопротивлений: $R_к$, R_2 и $R_{вх2}$. При включении следующего каскада по схеме с общим эмиттером входное его сопротивление $R_{вх2} \approx 1\,000$ *ом* (как можно видеть из крутизны характеристики на рис. 9-9, *б*, около точки q). Пренебрегая проводимостью ветви R_2, найдем, что нагрузочное сопротивление цепи коллектора рассматриваемого каскада

$$R_н \approx \frac{R_к R_{вх2}}{R_к + R_{вх2}} = \frac{1\,200 \cdot 1\,000}{1\,200 + 1\,000} \approx 550 \text{ ом}.$$

Для такого значения $R_н$ на рис. 9-9, *а* построена динамическая характеристика *птр*. В отличие от динамической характеристики на рис. 8-25 в данном случае учтена нагрузка для переменного тока, который не встречает сопротивления в конденсаторе $C_{р2}$.

Зная статический коэффициент усиления по току β данного транзистора и его входное сопротивление $R_{\text{вх1}}$, мы определим коэффициент усиления каскада по напряжению на средних частотах:

$$K=\beta\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх1}}}=\frac{\alpha}{1-\alpha}\cdot\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх1}}}. \tag{9-11}$$

Если, например, $\alpha=0{,}98$ $R_{\text{н}}=550$ *ом*, $R_{\text{вх1}}=1\,000$ *ом*, то

$$K=\frac{\alpha}{1-\alpha}\cdot\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх1}}}=\frac{0{,}98}{1-0{,}98}\cdot\frac{550}{1\,000}\approx 25.$$

Коэффициент усиления по току не будет равен полной величине β, так как часть переменного тока минует полезное сопротивление $R_{\text{вх2}}$,

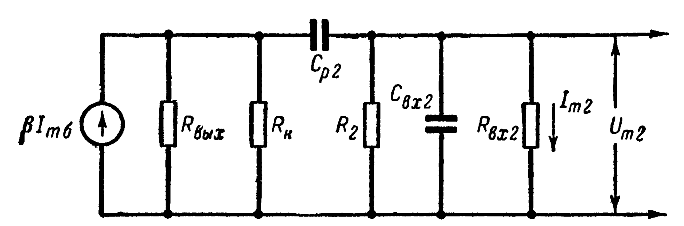


Рис. 9-10. Упрощенная эквивалентная схема выхода транзисторного усилительного каскада на сопротивлениях.

проходя через ветвь $R_{\text{к}}$ (а также через R_2, чем мы пренебрегаем). Коэффициент усиления каскада по току окажется:

$$K_{\text{т}}=\beta\left(1-\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{к}}}\right)=\frac{\alpha}{1-\alpha}\left(1-\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{к}}}\right). \tag{9-12}$$

В нашем примере

$$K_{\text{т}}=\frac{0{,}98}{1-0{,}98}\left(1-\frac{550}{1\,200}\right)\approx 27.$$

Для транзисторного каскада желательно нарисовать эквивалентную схему выходных цепей по переменному току, как это было сделано для лампового каскада на рис. 9-4, *б*. Но если в ламповом каскаде на низких частотах мы имели основание пренебречь обратной связью через проходную емкость, то в транзисторном каскаде, как мы помним, обратная связь имеется и через «проходное» активное сопротивление, т. е. через общий участок выходной и входной цепей в самом транзисторе. Поэтому лишь с большим допущением мы изобразим выходную цепь без входной (рис. 9-10).

Активным элементом в этой эквивалентной схеме является генератор тока, дающий усиленный переменный ток с амплитудой $\beta I_{m\text{б}}$, где $I_{m\text{б}}$ — амплитуда тока цепи базы.

Понятие о генераторе тока следует попутно разъяснить. До сих пор источник сигнала мы изображали в виде генератора э. д. с. E, имевшего внутреннее сопротивление R_i и работавшего на внешнее сопротивление $R_{\text{н}}$ (рис. 9-11, *а*). Ток в нагрузочном сопротивлении

выражался величиной $I = \frac{E}{R_i + R_н}$. Наибольшей величины ток достигал при коротком замыкании внешней цепи и составлял $I_{к.з} = \frac{E}{R_i}$.

Теперь представим себе, что именно этой величины ток ($I_{к.з}$) подведен к параллельному соединению сопротивлений $R_н$ и R_i (рис. 9-11, *б*). Тогда в нагрузочное сопротивление $R_н$ ответвится ток, определяемый из условия разветвления пропорционально проводимостям, т. е.

$$I = \frac{I_{к.з}}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_н}} \cdot \frac{1}{R_н} = \frac{I_{к.з} R_i}{R_н + R_i} = \frac{E}{R_i + R_н}.$$

Именно такой же величины ток посылается во внешнее сопротивление и генератором электродвижущей силы. Значит, схемы на

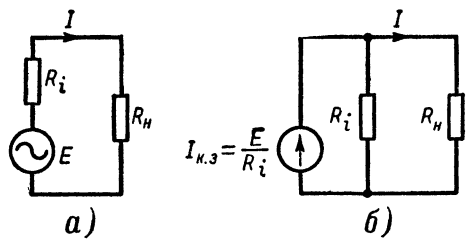


Рис. 9-11. Представления источника сигнала.
а — генератором э. д. с.; *б* — эквивалентным генератором тока.

рис. 9-11 эквивалентны между собой с точки зрения питания потребителя $R_н$. Собственная же проводимость генератора тока учтена шунтом R_i и, кроме нее, генератор тока внутренней проводимости не имеет.

Возвращаясь к схеме на рис. 9-10, оценим ее свойства в полосе частот сигнала. На низших частотах часть выходного напряжения будет падать на сопротивлении конденсатора $C_{р2}$, и тем бо́льшая часть, чем ниже частота. Следовательно, при недостаточной емкости может быть снижение частотной характеристики в области низших частот. В области же высших частот возрастает проводимость внутренней емкости $C_{вх2}$, шунтирующей электронно-дырочный переход транзистора следующего каскада. Это может привести к снижению усиления, так как часть усиленного тока ответвится через емкость $C_{вх2}$. Однако практически снижения частотной характеристики по этой причине обычно не наблюдается, так как сопротивление $R_{вх2}$ невелико и остается на высшей частоте значительно меньше шунтирующего емкостного сопротивления. Снижение характеристики скорее может иметь место на высших частотах вследствие недостаточной подвижности носителей тока в полупроводнике, которая ограничивает частотные свойства транзистора. В справочниках дается предельное значение частоты, на которой данный транзистор еще обеспечивает удовлетворительное усиление.

Если в отличие от схемы на рис. 9-8 второй каскад выполнен по схеме с общей базой, то условия усиления по напряжению для данного каскада значительно ухудшаются, так как входное сопротивление каскада с общей базой очень мало (например, 20—30 *ом*). Но получить удовлетворительное усиление по току возможно. Если же сочетание «высокоомного» выхода каскада с «низкоомным» потребителем затрудняет реализацию усилительных свойств транзистора в схеме с общим эмиттером, то имеется возможность включить между источником сигнала и потребителем промежуточный согласующий каскад, выполненный по схеме с общим коллектором (рис. 9-12). В этой схеме источник сигнала включается в цепь базы, потребитель (сопротивление $R_н$) — в цепь эмиттера, а коллектор соединяется непосредственно с общей точкой схемы. Питание цепей базы и коллектора показано от разных источников, но удобнее их питать от одного источника, так как знаки напряжений на базе и коллекторе одинаковы.

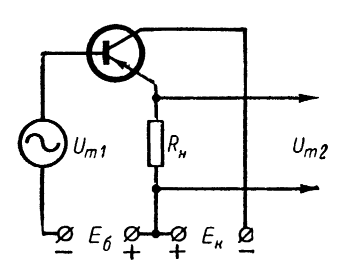


Рис. 9-12. Согласующий каскад на транзисторе по схеме с общим коллектором

Не вникая подробнее в физические процессы, характерные для этой схемы (применяемой сравнительно редко), скажем лишь, что она имеет большое входное сопротивление (сотни тысяч ом) и малое выходное (десятки и сотни ом). Следовательно, в роли согласующего каскада схема с общим коллектором уместна. Эта схема обеспечивает усиление по току почти в β раз благодаря превосходству тока эмиттера, питающего нагрузку $R_н$, над током базы, но она ослабляет напряжение сигнала, т. е. дает $K < 1$; причиной такого соотношения является обратная связь, т. е. воздействие выходного тока через сопротивление $R_н$ на вход, о чем будет сказано в специальном разделе.

Из всего сказанного нами о ламповых и транзисторных усилителях можно сделать вывод, что простая замена лампы транзистором невозможна, так как детали, сходные по назначению, существенно отличаются по электрическим величинам.

9-5. СТАБИЛИЗАЦИЯ ПИТАНИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Мы подчеркнули ряд достоинств транзисторных усилителей, открывших им широкие перспективы применений. Но транзисторам свойственны и недостатки, главный из которых — температурная н е с т а б и л ь н о с т ь. Уместно заметить, что описанная нами схема усилительного каскада (см. рис. 9-8) может применяться только в условиях постоянства температуры окружающей среды (например, при комнатной температуре). При изменениях же температуры существенно изменяются параметры транзисторов, а характеристики их перемещаются в координатной плоскости. Значит, исходный режим, установленный, например, выбором сопротивлений $R_к$ и R_1, нарушается, а потому усилительные свойства каскада перестают соответствовать расчетным и работа его ухудшается.

Борьба за температурную стабильность — задача технологии полупроводниковых приборов. Однако содействовать повышению стабильности можно и при разработке аппаратуры путем выбора схемы, которая обеспечивает постоянство исходного режима. Разумеется, схемная стабилизация не устраняет температурных влияний на величины параметров транзистора.

Простейший способ стабилизации исходного режима в каскаде с общим эмиттером показан на рис. 9-13, *а;* этот способ называется коллекторной стабилизацией. По сравнению с прежней схемой здесь произведен перенос сопротивления R_1 от источника питания к коллектору (конечно, с выбором заново величины этого сопротивления). Физический смысл коллекторной стабилизации заключается в следующем: если при повышении температуры возрастает ток в цепи коллектора, то увеличивается падение постоянного напряжения на сопротивлении $R_к$, а смещающее напряжение на сопротивлении R_1 уменьшается

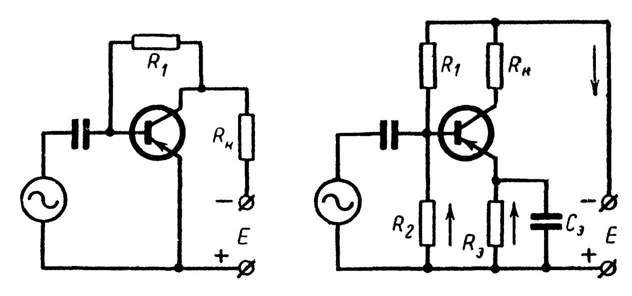


Рис. 9-13. Схемы температурной стабилизации каскада с общим эмиттером.

а — коллекторная стабилизация; *б* — эмиттерная стабилизация.

и ток базы падает. Этим самым оказывается ограниченным и увеличение тока коллектора. При охлаждении транзистора и уменьшении коллекторного тока процесс автоматической регулировки идет в обратном направлении. Величину сопротивления R_1 следует выбирать из очевидного соотношения:

$$R_1 = \frac{E - I_{к0}R_к - U_{б\cdot э0}}{I_{б0}}.$$

Коллекторная схема стабилизации исходного режима имеет тот недостаток, что через сопротивление R_1 устанавливается обратная связь между выходом и входом; усиленный сигнал, попадая обратно на вход, снижает коэффициент усиления и входное сопротивление каскада.

Более совершенна схема, называемая схемой эмиттерной стабилизации (рис. 9-13, *б*). В ней для питания базы подключен к зажимам источника E делитель напряжения R_1R_2, постоянный ток через который должен быть приблизительно в 5 раз больше исходного тока базы, выбранного для транзистора. Тогда смещение в цепи базы окажется приблизительно равным падению напряжения на сопротивлении R_2 и будет достаточно стабильным. Однако при изменении температуры могут изменяться токи в цепях эмиттера и коллектора, что

нежелательно. С целью их стабилизации в цепь эмиттера включается сопротивление $R_э$; на этом сопротивлении создается дополнительное смещение между базой и эмиттером, действующее противоположно напряжению, выделенному на сопротивлении R_2, что видно из направлений токов. И если ток эмиттера возрастет, то падение напряжения на сопротивлении $R_э$ увеличится, а отрицательное смещение на базе уменьщится, что приведет к снижению токов эмиттера и коллектора. Для устранения обратной связи по переменному току стабилизирующее сопротивление R_0 блокируется конденсатором $C_э$ большой емкости (не менее десятка микрофарад). Недостатком описанной схемы нужно считать дополнительный расход тока в делителе.

9-6. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Выходные (оконечные) каскады в радиовещательных приемниках и в звуковых трактах телевизоров предназначены для отдачи необходимой мощности сигнала громкоговорителю или группе громкоговорителей. Эта мощность должна отдаваться выходным каскадом при возможно меньшем расходе энергии источников питания и при допустимых значениях искажений. Для того чтобы дать представление о свойствах потребителей мощности низкой частоты, скажем несколько слов о громкоговорителях.

Основным типом громкоговорителя (по принципу действия) является электродинамический громкоговоритель, основанный на механическом взаимодействии проводника, несущего ток, с полем постоянного магнита. Основу его магнитной системы составляет сильный постоянный магнит замкнутой кольцеобразной формы с воздушным зазором. В воздушном зазоре расположена так называемая «звуковая» катушка (к ее зажимам с выхода усилителя подводится ток сигнала звуковой частоты), скрепленная с диффузором (отлитым из бумажной массы). Диффузор имеет форму круглого или эллиптического конуса. В пределах упругости креплений катушка вместе с диффузором может совершать перемещения вправо и влево, не касаясь полюса магнитной системы. Именно такие колебания и совершает упругая система за счет взаимодействия постоянного и переменного магнитных полей при прохождении переменного тока по виткам звуковой катушки. Диффузор излучает в пространство звуковые волны.

Потребителем энергии для выходного каскада усилителя служит звуковая катушка громкоговорителя, совершающая движения. Активное сопротивление ее с учетом преобразования электрической энергии в звуковую обычно составляет единицы ом (реже до сотен ом). Такое сопротивление потребителя резко отличается от выходного сопротивления лампы или транзистора. Для того чтобы усилительный каскад получил необходимое сопротивление нагрузки, громкоговоритель включается через трансформатор. В том случае, когда приемник имеет два громкоговорителя ($Гр_2$ — на более высокие частоты, а $Гр_1$ — на более низкие), они включаются в общий трансформатор $Тр$ через фильтры верхних (L_2C_2) и нижних (L_1C_1) частот соответственно (рис. 9-14).

Итак, мы переходим к оконечному каскаду с включением активного нагрузочного сопротивления через трансформатор. Схема такого каскада на лучевом тетроде изображена на рис. 9-15, *а*. На вход воз-

действует переменное напряжение с амплитудой U_{m1} с зажимов предыдущего (предвыходного) каскада. Лампа ставится в режим работы без сеточных токов путем выбора соответствующей величины «катодного» смещения на управляющую сетку (сопротивление $R_к$). В цепь анода включена первичная обмотка I трансформатора $Тр$; во вторичную обмотку II включено сопротивление R громкоговорителя. Напряжение на экранирующую сетку лампы взято непосредственно от источника анодного питания $E_а$, что допустимо в выходных каскадах на лучевых тетродах и на пентодах.

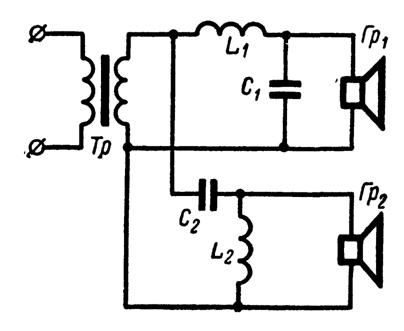


Рис. 9-14. Включение двух громкоговорителей на разные полосы частот.

Эквивалентная схема нашего каскада для переменных составляющих анодного тока представлена упрощенно на рис. 9-15, *б*. Здесь $R_н$ — активное сопротивление громкоговорителя, пересчитанное в первичную цепь трансформатора. «Пересчитать» сопротивление R, включенное фактически во вторичную обмотку, или, иначе говоря, «привести» это сопротивление к первичной цепи трансформатора — значит найти такое сопротивление $R_н$, которое при включении в первичную цепь потребляло бы ту же мощность, какая отдается громкоговорителю. Так как напряжения на первичной и вторичной обмотках

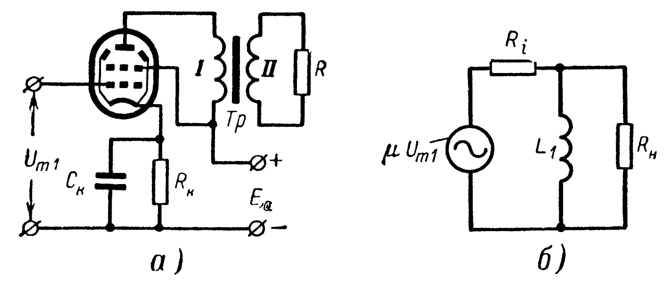


Рис. 9-15. Выходной каскад на лучевом тетроде с трансформаторным включением громкоговорителя.

а — схема; *б* — эквивалентная схема анодной цепи для переменного тока.

U_m и U_{m2} пропорциональны числам витков w_1 и w_2 в обмотках, т. е. их отношение равно коэффициенту трансформации n,

$$\frac{U_m}{U_{m2}} = \frac{w_1}{w_2} = n, \tag{9-13}$$

а токи в обмотках обратно пропорциональны числам витков

$$\frac{I_m}{I_{m2}} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{n}. \tag{9-14}$$

то „приведенная" величина сопротивления

$$R_н = \frac{U_m}{I_m} = \frac{U_{m2}n}{\frac{I_{m2}}{n}} = n^2 \frac{U_{m2}}{I_{m2}} = Rn^2. \qquad (9\text{-}15)$$

Индуктивность же L_1, включенная в схеме параллельно сопротивлению $R_н$, представляет собой индуктивность первичной обмотки трансформатора при разрыве вторичной цепи (индуктивность «холостого хода»). Наличие индуктивной ветви с сопротивлением $X = \omega L_1$ делает усиление схемы зависящим от частоты сигнала, так как с понижением частоты возрастает ток, бесполезно ответвляющийся через индуктивность. Чтобы практически устранить эту частотную зависимость, достаточно выбрать такое значение индуктивности L_1, чтобы даже на низшей из усиливаемых частот $f_н$ ее сопротивление было значительно больше, чем «приведенное» значение $R_н$:

$$2\pi f_н L_1 \gg R_н.$$

Если такое условие выполнено, то в схеме на рис. 9-15, *б* наличием индуктивной ветви можно пренебречь и считать, что лампа работает только на сопротивление $R_н$.

Если выбраны низшая частота $f_н$ (ее нормы мы указывали в § 9-2) и величина $R_н$, то можно определить необходимую индуктивность L_1 первичной обмотки трансформатора. Выбирая объем ферромагнитного сердечника и сечение провода обмотки такими, чтобы потери на нагревание самого трансформатора не превосходили единиц процентов от полезной мощности, можно рассчитать число первичных витков w_1, обеспечивающее найденную величину индуктивности L_1 (обычно получается несколько тысяч витков тонкого провода).

Далее, по выбранному приведенному сопротивлению нагрузки $R_н$ и по известному сопротивлению громкоговорителя R вычисляется нужный коэффициент трансформации n. Из формулы (9-15)

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{R}}. \qquad (9\text{-}16)$$

Как уже было сказано, обычно $R < R_н$, т. е. трансформатор должен быть по напряжению понижающим, а по току повышающим ($n > 1$). Число витков вторичной обмотки определится из соотношения

$$w_2 = \frac{w_1}{n}. \qquad (9\text{-}17)$$

Сечение провода вторичной обмотки выбирается из расчета на величину вторичного тока и может быть больше, чем сечение первичного провода.

Рассмотрим такой пример. Пусть сопротивление громкоговорителя $R = 10$ *ом*, а желательное сопротивление анодной нагрузки $R_н = 10\,000$ *ом*. Низшая частота $f_н = 100$ *гц*. Определим основные данные трансформатора.

Полагая, что на низшей частоте индуктивное сопротивление первичной обмотки должно быть в 5 раз больше, чем приведенное сопротивление $R_н$, найдем:

$$L_1 = \frac{R_н}{5 \cdot 6{,}28 \cdot 100} = \frac{10\,000}{3\,140} = 3{,}18 \text{ гн}.$$

Коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{R}} = \sqrt{\frac{10\,000}{10}} = 31{,}6 \text{ (понижающий по напряжению).}$$

Значит, число витков во вторичной обмотке w_2 должно быть в 31,6 раз меньше, чем в первичной.

Чем же определяется выбор величины сопротивления анодной нагрузки $R_н$? Для каждой лампы в установленном режиме питания существует наивыгоднейшее значение $R_н$, т. е. такое значение, которое обеспечивает получение максимальной полезной мощности при допустимой величине нелинейных искажений. Поясним это, пользуясь характеристиками лучевого тетрода (или же пентода).

На рис. 9-16 приведено идеализированное семейство анодных характеристик лампы, для которой рекомендуется заводом напряже-

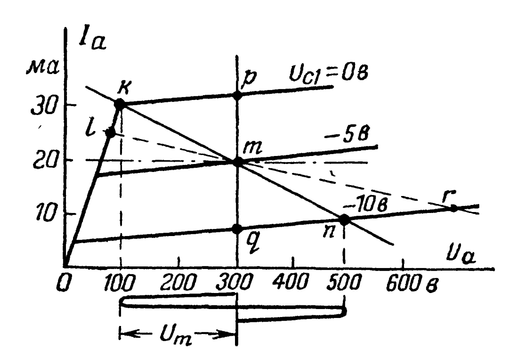


Рис. 9-16. Определение выгодной величины нагрузочного сопротивления анодной цепи выходной лампы.

ние на аноде в исходном режиме 300 *в*. Такое же напряжение должен давать и источник анодного питания, так как сопротивление первичной обмотки трансформатора постоянному току достаточно мало в сравнении с внутренним сопротивлением лампы постоянному току. Сопротивления же $R_н$ для постоянного тока не существует.

При выборе отрицательного смещения для управляющей сетки необходимо учитывать следующие обстоятельства. Во-первых, во время отсутствия сигнала вся мощность питания $P_0 = U_{a0}I_{a0}$ расходуется на нагревание анода. Для каждой лампы, как нам известно из гл. 8, указывается предельно допустимая величина этой мощности. Этой величиной определяется и значение постоянного анодного тока.

Пусть, например (рис. 9-16), для лампы допустимая мощность потерь на аноде составляет 6 *вт*. Тогда постоянный анодный ток не должен превышать

$$I_{a\,0\,макс} = \frac{P_0}{U_{a\,0}} = \frac{6}{300} = 0{,}02\ a = 20\,ма.$$

Восставляя перпендикуляр из точки $U_a = 300$ *в* и отсекая на этом перпендикуляре отрезок высотой $I_{a0} = 20$ *ма*, найдем исходную точку *m*.

Она расположена на характеристике, полученной при смещении $U_{c1} = -5$ *в*.

Во-вторых, необходимо, чтобы лампа при подаче сигнала работала без появления сеточного тока. Отсюда следует, что при самом громком звуке амплитуда переменного напряжения, снимаемого с предыдущего каскада, не должна превосходить величины смещения (в нашем случае $U_{m1} \leqslant 5$ *в*). Отрицательная же амплитуда, слагаясь с отрицательным смещением, даст на управляющей сетке мгновенное напряжение $U_{c1мин} = -2U_{m1}$ (в нашем примере $U_{c1мин} = -10$ *в*).

Итак, будем считать, что мы выбрали в качестве исходного режима величины, определяемые положением точки m. Через эту точку должна пройти динамическая характеристика, наклон которой зависит от выбора нагрузочного сопротивления $R_н$. Напомним, что при $R_н = 0$ (анодная цепь в режиме короткого замыкания) подача сигнала не вызовет изменения напряжения на аноде и оно останется равным U_{a0} (на рисунке $U_{a0} = 300$ *в*). Динамическая характеристика для этого случая представится вертикальной прямой pmq (и, как видно из рисунка, амплитуда переменного анодного тока составит при этом около 12 *ма*). Однако благодаря отсутствию переменного напряжения ($U_m = 0$) полезная мощность равна нулю; да ей, собственно говоря, и не на чем выделяться!

Если сопротивление переменному току $R_н$ увеличивать, то динамическая характеристика займет наклонное положение. Действительно, при колебаниях анодного тока будет создаваться переменное напряжение на $R_н$. С ростом тока падение напряжения на $R_н$ возрастает, а напряжение на аноде уменьшается, и наоборот. Чем больше $R_н$, тем более пологой будет динамическая характеристика.

При наивыгоднейшей величине $R_н$ динамическая характеристика займет положение kmn, при котором отрезки km и mn равны друг другу. В этом случае переменное анодное напряжение имеет значительную амплитуду U_m. Полезная мощность, расходуемая в $R_н$, т. е. в действительности отдаваемая через трансформатор громкоговорителю,

$$P = \frac{U_m I_m}{2}, \tag{9-18}$$

где I_m — амплитуда переменной составляющей анодного тока. При этом мы пренебрегаем потерями мощности на нагревание проводов и сердечника трансформатора, так как эти потери составляют лишь единицы процентов от полезной мощности. В нашем примере $I_m \approx 10$ *ма*, $U_m \approx 200$ *в* и

$$P \approx \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^2}{2} = 1 \text{ вт}.$$

Такая мощность достаточна для нормального звучания комнатного громкоговорителя.

При сопротивлении $R_н$, соответствующем положению kmn динамической характеристики, отрезки km и mn равны между собой, а потому анодный ток изменяется вверх и вниз на одинаковую величину, т. е. лампа не создает нелинейных искажений (которые мы наблюдали на рис. 9-3).

Если еще увеличить сопротивление $R_н$, то динамическая характеристика займет положение lmr. Колебания анодного тока в этом слу-

чае уменьшатся и, главное, окажутся несимметричными, т. е. будут создаваться нелинейные искажения. Полезная мощность уменьшится.

Обычно наивыгоднейшая величина нагрузочного сопротивления лежит в пределах тысяч или немногих десятков тысяч ом. Иногда она указывается в паспортных данных лампы. В случае необходимости ее можно определить рассмотренным нами методом. В нашем примере наивыгоднейшая величина легко подсчитывается из соотношения

$$R_{н}=\frac{U_m}{I_m}=\frac{200}{10\cdot 10^{-3}}=20\,000 \text{ ом}.$$

Рассмотренный режим усиления, при котором анодный ток непрерывно проходит через лампу, изменяясь симметрично относительно постоянной составляющей I_{a0}, называется режимом А. Основной недостаток этого режима заключается в низком коэффициенте полезного действия η, т. е. в получении сравнительно малой полезной мощности при относительно большой мощности, расходуемой источником питания анодной цепи:

$$\eta=\frac{P}{P_0}=\frac{U_m I_m}{2\,U_{a0} I_{a0}}. \qquad (9\text{-}19)$$

В рассмотренном примере

$$\eta=\frac{200\cdot 10\cdot 10^{-3}}{2\cdot 300\cdot 20\cdot 10^{-3}}=\frac{1}{6}\approx 0{,}166 \text{ (около } 17\%).$$

Нужно помнить, что такое значение к. п. д. относится к наиболее громкому сигналу. При отсутствии же звука к. п. д. равен нулю, а расход питания тот же.

Транзистор также может быть применен в выходном каскаде усилителя. Но следует учитывать, что мощные транзисторы требуют специального ребристого радиатора для увеличения теплоотдачи; без радиатора транзистор уже при небольшой мощности, теряемой в его *p-n* переходах, может нагреться до недопустимой температуры.

В выходном каскаде транзистор включается либо по схеме с общей базой, либо по схеме с общим эмиттером. Включение с общей базой выгоднее в том отношении, что заданная мощность выделяется в громкоговорителе при меньших нелинейных искажениях; это можно объяснить большей прямолинейностью входных и выходных характеристик (ср. рис. 8-33 и 8-36). Но включение по схеме с общим эмиттером обеспечивает заданную мощность при меньших амплитудах колебаний на входе (или, как говорят жаргонно, при меньшей «раскачке»). Мы остановимся на схеме с общим эмиттером по тем соображениям, что она применяется очень часто в «двухтактном» варианте, о котором будет сказано ниже; этот вариант позволяет уменьшить на выходе нелинейные искажения путем взаимной компенсации гармоник.

Схема выходного каскада с общим эмиттером, с эмиттерной стабилизацией исходного режима и с трансформаторным выходом представлена на рис. 9-17, *а*. Эта схема не требует пояснений. На рис. 9-17, *б* даются выходные характеристики конкретного мощного транзистора. Особенностью этих характеристик по сравнению с характеристиками на рис. 9-9, *а* является только то, что для каждой из них фиксировалось напряжение на базе (относительно общей точки), а не ток базы. Принципиальной же разницы в них нет.

На семействе характеристик определяем точку m исходного режима. Полагая, что напряжение источника питания $E = 12$ *в*, и пренебрегая (с известной погрешностью) сопротивлением первичной обмотки трансформатора для постоянного тока, ищем точку m на вертикали, соответствующей $E = 12$ *в* (разумеется, в транзисторе *p-n-p* это напряжение отрицательно). Если допустимая мощность рассеяния в транзисторе составляет, например, $P_{\text{к.макс}} = 6$ *вт*, то мы должны ограничить ток коллектора величиной $I_{\text{к0}} \leqslant \frac{P_{\text{к.макс}}}{E} = \frac{6}{12} = 0{,}5$ *а*. Остановившись на значении $I_{\text{к0}} = 0{,}4$ *а*, определим тем

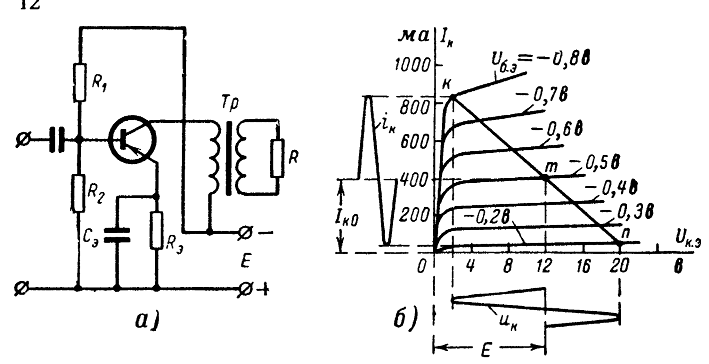


Рис. 9-17. Выходной каскад на транзисторе по схеме с общим эмиттером.
а — схема каскада; *б* — работа цепи коллектора.

самым положение точки m и, следовательно, потребную мощность питания каскада

$$P_0 = I_{\text{к0}}E = 0{,}4 \cdot 12 = 4{,}8 \text{ вт}.$$

Теперь определим выгодную величину нагрузочного сопротивления цепи коллектора. Для этого проведем через точку m динамическую характеристику в виде наклонной прямой, которая опиралась бы нижним концом на характеристику, соответствующую минимальному (неуправляемому) току коллектора (точка n), а верхним концом — на точку сгиба статической характеристики (точка k); при этом отрезки km и mn по возможности должны быть равны друг другу. Мы можем утверждать, что при изменениях напряжения на базе в пределах от —0,8 *в* до —0,2 *в*, т. е. при амплитуде входного напряжения $U_{m1} = 0{,}3$ *в*, мы достигнем хорошего использования выходного каскада. Очень приближенно полезная мощность будет:

$$P = \frac{U_{\text{к}m} I_{\text{к}m}}{2} \approx \frac{9 \cdot 400 \cdot 10^{-3}}{2} = 1{,}8 \text{ вт}^*.$$

Но неравенство отрезков km и mn (причиной которого оказывается нестрогая параллельность реальных статических характеристик) при-

* Числа 9 *в* и 400 *ма* получены как полусуммы «амплитуд» положительных и отрицательных полуволн напряжения и тока, приближенно равные амплитудам первых гармоник.

водит к нелинейным искажениям, которые можно наблюдать на развернутых во времени изменениях тока коллектора $i_к$ и напряжения на коллекторе $u_к$.

Что касается выгодной величины сопротивления нагрузки $R_н$, то в данном примере она составляет лишь около 20 *ом*. Таким образом, коэффициент трансформации не будет сильно отличаться от единицы. Более того, иногда оказывается возможным включать электродинамический громкоговоритель в цепь коллектора вовсе без трансформатора. «Низкоомная» нагрузка характерна для мощных транзисторов, так как в них при низких коллекторных напряжениях значительная полезная мощность получается за счет больших токов.

Описанные виды выходных каскадов, работающие в режиме А, можно назвать «однотактными» каскадами в отличие от «двухтактных», о которых мы и будем говорить дальше. Мощность, которую способны

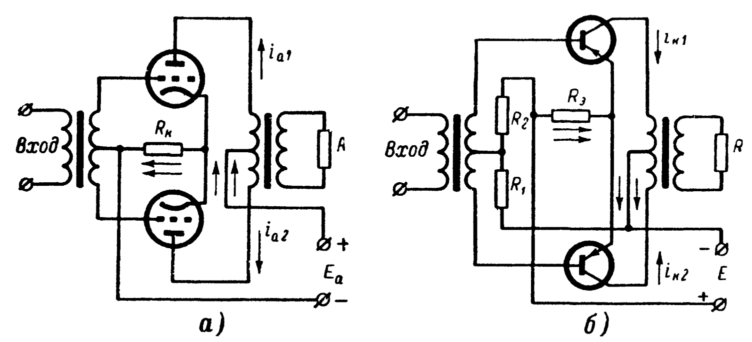


Рис. 9-18. Двухтактные схемы выходных каскадов.
а — на лампах (триодах); *б* — на транзисторах по схеме с общим эмиттером и со стабилизацией режима.

лампа или транзистор при допустимых искажениях отдать потребителю, может оказаться недостаточной. Тогда, желая сохранить тип электронного прибора, можно включить две лампы или два транзистора параллельно между собой, соединив накоротко их одинаковые электроды. При этом, разумеется, выбор деталей схем будет иным, но по-прежнему придется обеспечивать режим А. Значительно выгоднее при использовании в одном каскаде двух ламп или двух транзисторов включить их по двухтактной схеме, так как в этом случае возможна взаимная компенсация искажений.

Двухтактные схемы выходных каскадов с применением ламп (в данном случае триодов) и транзисторов показаны на рис. 9-18. В связи с тем, что сущность работы обеих схем одинакова, мы рассмотрим процессы применительно к транзисторной схеме (рис. 9-18, *б*).

По существу двухтактный каскад представляет собой сочетание двух однотактных каскадов, которые образуют два «плеча» схемы и работают согласованно на общий потребитель R. На входе включен трансформатор, имеющий вывод от средней точки вторичной обмотки, а на выходе — трансформатор с выводом средней точки первичной обмотки. Сопротивления же эмиттерной стабилизации являются общими для обоих транзисторов (точно так же, как катодное сопротивление $R_к$ — для обеих ламп).

Постоянные токи цепей коллекторов создают в половинах первичной обмотки выходного трансформатора встречные ампер-витки, а потому сердечник не подмагничивается постоянным током; это позволяет уменьшить объем сердечника и взаимно компенсирует результаты изменения коллекторных токов, которые создаются плохой фильтрацией источника питания и приводят в однотактном каскаде к гудению («фону») в громкоговорителе.

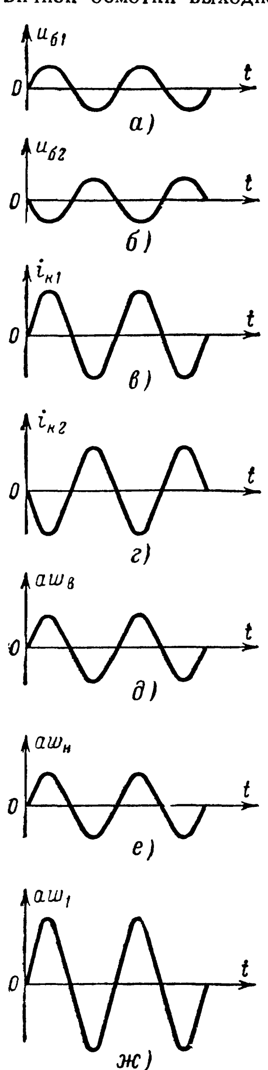


Рис. 9-19. Процессы в двухтактном каскаде.

Пусть на вход каскада воздействует переменное напряжение сигнала. Середина вторичной обмотки входного трансформатора присоединена к общей точке схемы; напряжения, снимаемые на базы с концов обмотки, противоположны по знаку (т. е. имеют сдвиг фаз в 180°). Следовательно, когда напряжение одной из баз ($u_{б1}$) возрастает (в отрицательную сторону), напряжение на другой базе ($u_{б2}$) уменьшается, и наоборот (рис. 9-19, *а* и *б*). Соответственно ток коллектора (на рисунке показаны только переменные составляющие) в первом транзисторе ($i_{к1}$) возрастает, а во втором ($i_{к2}$) уменьшается, и наоборот (рис. 9-19, *в* и *г*). Иначе говоря, в общем участке коллекторных и эмиттерных цепей, т. е. в источнике питания и в сопротивлении $R_э$ переменные токи, взаимно компенсируясь, отсутствуют. Поэтому сопротивление $R_э$ (или $R_к$ в ламповой схеме) не требует шунтирования конденсатором.

В двух половинах первичной обмотки выходного трансформатора переменные слагающие коллекторных токов не только сдвинуты по фазе на 180°, но еще проходят от средней точки в противоположных направлениях. Это означает, что создаваемые ими в верхней и нижней половинах обмотки переменные магнитные потоки (ампер-витки $aw_в$ и $aw_н$) совпадают по фазе (рис. 9-19, *д* и *е*), образуя удвоенный общий поток aw_1 (рис. 9-19, *ж*). Во вторичной обмотке наводится э. д. с. согласованно обоими транзисторами и (при идеальной симметрии плеч) полезная мощность удваивается. В этом и состоит сущность работы двухтактного каскада.

Но удвоение мощности могло бы быть достигнуто и параллельным включением ламп. Замечательным свойством двухтактной схемы является свойство взаимной компенсации нелинейных искажений двух ламп.

Вернемся к рис. 9-3. На нем было показано, как «сжимается» одна из полуволн тока при работе на криволинейной части характеристики. Там же было показано, что переменная составляющая искаженного тока содержит не только основную гармонику, но и высшие гармоники (в частности, вторую). Теперь представим себе, что такие искажения происходят в обоих транзисторах (или лампах) двухтактной схемы и оба искаженных тока наводят магнитные потоки в сердечнике выходного трансформатора. Замечательно следующее: когда первый транзистор посылает «острую» полуволну тока, второй посылает «плоскую» (сжатую) полуволну, и наоборот (рис. 9-20, *а* и *б*).

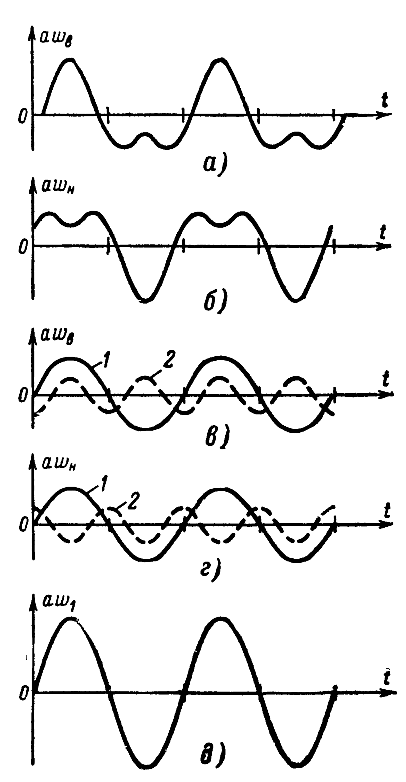


Рис. 9-20. Взаимная компенсация вторых гармоник в двухтактной схеме.

Разлагая магнитные потоки (ампер-витки), создаваемые верхней ($aw_в$) и нижней ($aw_н$) половинами обмотки, на первую и вторую гармоники и не принимая во внимание четвертую, шестую и другие гармоники (рис. 9-20, *в* и *г*), мы видим, что первые гармоники (*1*) совпадают по фазе (как это было и на рис. 9-19), а вторые гармоники (*2*) противофазны. Следовательно, вторые гармоники в составе общего магнитного потока взаимно компенсируются, и в сердечнике трансформатора имеется лишь поток основной частоты (aw_1) с удвоенной амплитудой (рис. 9-20, *д*). Также будут взаимно компенсироваться четвертые, шестые гармоники и т. д.

Из этого замечательного свойства вытекают практические следствия: в каждом плече двухтактной схемы точку *m* (см. рис. 9-16 и 9-17) можно выбирать не в середине прямой *kmn*, а ниже середины, с тем чтобы уменьшить постоянную составляющую тока во время покоя (молчания) и тем самым повысить полезную мощность и к. п. д. каскада. Появляющиеся в каждом плече высшие гармоники (вторые, четвертые и т. д.) взаимно компенсируются. Возможен даже такой режим, когда каждое плечо дает импульс тока только в течение половины периода, а во вторую половину периода ток в цепи коллектора (или анода) отсутствует. Этот режим называется режимом В. Впрочем, в радиоприемной аппаратуре чаще применяется промежуточный режим, подобный показанному на рис. 9-3 и называемый

9-7. ПРЕДМОЩНЫЕ КАСКАДЫ. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Для перехода от однотактного «предоконечного» (предмощного) каскада к двухтактному оконечному применяется трансформатор (см. рис. 9-18), имеющий выход от середины вторичной обмотки. Но возможно применять трансформаторную схему и для «раскачки» однотактного выходного каскада, особенно в усилителе на транзисторах, имеющем оконечный каскад с малым входным сопротивлением (например, каскад по схеме с общей базой). Схема предмощного каскада на трансформаторе принципиально ничем не отличается от схем оконечных каскадов, показанных на рис. 9-15, *а* и 9-17, *а*. Нагрузочное сопротивление R вторичной обмотки — это входное сопротивление последующего каскада. Выбор режима и расчет элементов выполняются на тех же основаниях, что и для однотактного выходного каскада.

Имеется лишь одна особенность лампового трансформаторного каскада, проявляющаяся при работе последующего каскада без токов сетки. В эквивалентной схеме на рис. 9-15, *б*, пренебрегая проводи-

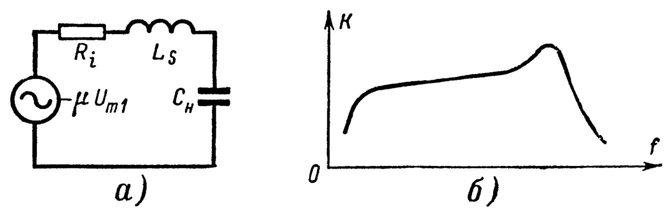


Рис. 9-21. Свойства лампового трансформаторного каскада.
а — эквивалентная схема в области высших частот; *б* — частотная характеристика.

мостью индуктивной ветви, мы считали сопротивление $R_н$ единственной нагрузкой лампы во всем диапазоне звуковых частот. Но в предоконечном ламповом каскаде к зажимам вторичной обмотки присоединена входная емкость следующего каскада, дополняемая межвитковой емкостью обмотки. Эта емкость C может исчисляться десятками или сотней пикофарад и даже больше. При пересчете этой емкости в первичную цепь ее значение должно быть изменено в n^2 раз $\left(C_н = \frac{C}{n^2}\right)$. Если проводимость $\omega C_н$ окажется значительно больше проводимости сопротивления $R_н$, то активной ветвью можно пренебречь по сравнению с емкостной.

Кроме того, следует учесть, что часть магнитного потока трансформатора не принимает участия в передаче энергии из первичной цепи во вторичную: силовые линии первичного потока «рассеиваются», не пронизывая витки вторичной обмотки. Эта рассеиваемая часть переменного магнитного потока образует индуктивность рассеяния L_s, которая входит в эквивалентную схему последовательно и приобретает заметное сопротивление ωL_s в области высших звуковых частот.

Таким образом, для лампового предоконечного каскада на трансформаторе эквивалентная схема в области высших частот получает вид, представленный на рис. 9-21, *а*. Замечательно следующее: индуктивность рассеяния L_s и емкость нагрузки $C_н$ могут на одной из

высших частот создать резонанс напряжений, при котором, как мы знаем, повышается напряжение на каждом из этих элементов в отдельности. Ввиду того,что выходное напряжение снимается с зажимов емкости, амплитудно-частотная характеристика трансформаторного каскада может в этих условиях получить резонансный пик усиления в области высших частот (рис. 9-21, *б*). Этим свойством трансформаторного каскада можно воспользоваться для того случая, если в других каскадах усиление на высших частотах падает. Еще раз скажем, что при наличии на зажимах трансформатора достаточно сильного активного шунта (т. е. небольшого сопротивления R) влияние емкости не сказывается; в частности, «резонанс рассеяния» не обнаруживается в транзисторных усилителях.

Остановимся кратко на понятии об обратной связи в усилителях низкой частоты. Мы уже упоминали о том, что обратной связью называется такая цепь связи, по которой усиленные колебания могут воздействовать на цепи усиливаемых колебаний. Цепью обратной связи, как мы знаем, может быть емкость анод — сетка (управляющая) лампы или общий участок кристалла для цепей транзистора. В области звуковых частот связь через междуэлектродную емкость (особенно для ламп с экранирующей сеткой) обычно не влияет на свойства усилителя. Влияние внутренней обратной связи в транзисторе учитывается в самой форме его статических характеристик. Более серьезную задачу может представить ослабление паразитных связей (в том числе междуэлектродной) в усилителях высокой частоты.

Но в низкочастотных усилителях часто применяется обратная связь, вводимая умышленно для улучшения тех или иных свойств усилителя. При этом выходные колебания действуют на входные цепи в противофазе по отношению к колебаниям на входе, вследствие чего искусственно вводимая обратная связь называется противосвязью или отрицательной обратной связью. На рис. 9-24, *а* обратная связь представлена в общем виде. Цепь обратной связи вместе с цепью усилителя, к которой она подключена, образует замкнутый контур, называемый петлей обратной связи. В общем случае петля обратной связи может охватывать один или несколько каскадов.

Оценим влияние обратной связи на коэффициент усиления по напряжению. Пусть без обратной связи усилитель способен дать усиление по напряжению $K = U_{m2}/U_{m1}$. Часть выходного напряжения подается обратно на вход, и эта часть составляет $U_{m\,обр} = \beta U_{m2}$, где β — безразмерный коэффициент обратной связи, показывающий, какую долю выходного напряжения пропускает цепь обратной связи на вход. Для отрицательной обратной связи берут практически $\beta \approx 0{,}05$—$0{,}2$.

При отсутствии обратной связи входное напряжение $U_{m1} = U_{mc}$, где U_{mc} — напряжение, создаваемое только сигналом. При наличии же отрицательной обратной связи

$$U_{m1} = U_{mc} - U_{m\,обр} = U_{mc} - \beta U_{m2} = U_{mc} - \beta K U_{m1}.$$

Собирая члены, содержащие U_{m1}, и вынося U_{m1} за скобку, найдем, что $U_{mc} = U_{m1}(1 + \beta K)$. Следовательно, усиление при наличии отрицательной обратной связи, т. е. отношение выходного напряжения только к напряжению сигнала на входе,

$$K_{обр} = \frac{U_{m2}}{U_{mc}} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}(1 + \beta K)} = \frac{K}{1 + \beta K}. \qquad (9\text{-}20)$$

Пусть, например, без обратной связи усиление было бы $K = 20$, а коэффициент отрицательной обратной связи $\beta = 0{,}1$. Тогда при наличии обратной связи усиление

$$K_{обр} = \frac{20}{1 + 0{,}1 \cdot 20} \approx 6{,}7.$$

Следовательно, отрицательная обратная связь снижает коэффициент усиления каскада (или нескольких каскадов) в $(1 + \beta K)$ раз. Но в такое же число раз уменьшаются и искажения (в частности, амплитуды появляющихся в каскаде высших гармоник). Для того

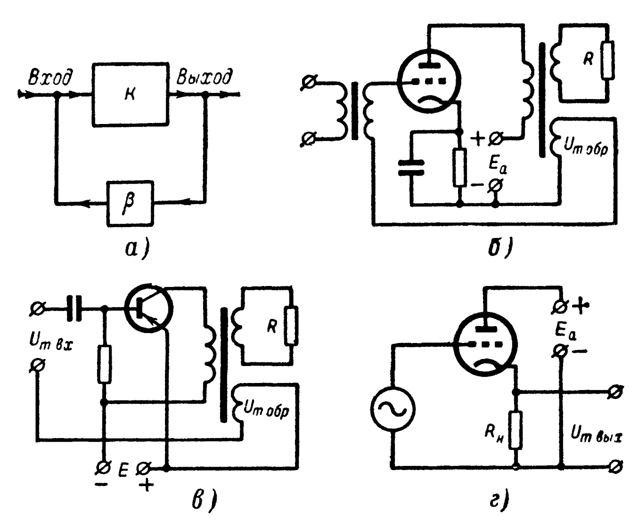


Рис. 9-22. Отрицательная обратная связь.

а — петля обратной связи; *б* — выходной каскад на триоде с отрицательной обратной связью; *в* — выходной каскад на транзисторе с отрицательной обратной связью; *г* — каскад по схеме с общим анодом.

чтобы выходная мощность не уменьшилась с уменьшением $K_{обр}$, необходимо увеличить соответственно амплитуду напряжения сигнала U_{mc}. Это выполнить несложно, учитывая, во-первых, меньшие нелинейные искажения в предыдущих каскадах и, во-вторых, увеличение входного сопротивления данного каскада за счет отрицательной обратной связи. Действительно, амплитуды напряжений и токов в предыдущих каскадах меньше, чем в данном, а потому меньше опасность выхода рабочей точки на криволинейный участок характеристики. Необходимость же увеличить входное напряжение для сохранения прежней мощности в нашем каскаде свидетельствует об увеличении входного сопротивления нашего каскада.

В качестве простейших примеров оконечных каскадов с отрицательной обратной связью можно привести схемы на триоде и на транзисторе (рис. 9-22, *б* и *в*). В них напряжение обратной связи создается третьей обмоткой выходного трансформатора.

Несколько особое место занимают схемы, в которых коэффициент обратной связи $\beta = 1$. Это известная нам схема с общим коллектором (см. рис. 9-12) и аналогичная ей ламповая схема с общим анодом (рис. 9-22, *г*). В этих схемах нагрузочное сопротивление $R_н$ находится в цепи катода ламповой схемы или в цепи эмиттера транзисторной схемы. Напряжение, создаваемое переменным катодным (эмиттерным) током на этом сопротивлении, является выходным напряжением. Но это же сопротивление участвует полностью и во входной цепи. Значит, выходное напряжение полностью действует на входе последовательно с напряжением сигнала, т. е.

$$\beta = \frac{U_{m вых}}{U_{m обр}} = 1.$$

Усиление получается $K_{обр} = \frac{K}{1+K} \approx 1$, т. е. каскад не усиливает напряжения. Но замечательно то, что входное сопротивление этой схемы весьма велико, а выходное мало, вследствие чего она применяется в роли согласующего каскада. Замечательно также то, что в отличие от других схем в ней напряжение выходное совпадает по фазе с входным, что легко сообразить, рассмотрев результат повышения входного напряжения. Благодаря последнему свойству транзисторная схема такого вида называется эмиттерным повторителем, а ламповая схема — катодным повторителем.

9-8. УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Каскады усиления сигналов высокой частоты включаются, как мы уже указали, между антенной и детектором. Их задача — повысить мощность (а значит, напряжение или ток) радиосигнала до величины, успешно преобразуемой детектором в сигнал первичной формы. Укажем, что практически с зажимов антенных цепей на вход первого каскада снимается напряжение порядка десятков или сотен микровольт, а для воздействия на детектор необходимо напряжение около одного и даже нескольких вольт. Следовательно, по напряжению высокой частоты требуется усиление в десятки тысяч раз (а по мощности во много миллионов раз).

Обычно в современных радиовещательных приемниках это большое усиление распределяется между двумя областями частот: высокой и промежуточной. Усилители первой области должны настраиваться каждый раз на частоту той или иной принимаемой радиостанции. Поэтому более точно такие усилители следует называть усилителями на частоте приходящего сигнала. Но мы условимся называть их усилителями высокой частоты.

Колебания любого радиосигнала после усиления подвергаются преобразованию из высокой частоты в промежуточную, которая для данного приемника вполне определенна и также лежит в диапазоне радиочастот. Далее следует усиление на этой промежуточной частоте. Каскады усиления на промежуточной частоте в принципе сходны с каскадами усиления на частоте приходящего сигнала, но они не требуют перестройки, а потому могут быть конструктивно более простыми, а электрически более совершенными. Мы будем считать усилители промежуточной частоты отдельным видом усилителей. Под-

черкнем, что рассмотренные нами усилители низкой частоты могут иметь и самостоятельное применение, тогда как усилители высокой и промежуточной частоты применяются только в составе радиоприемников.

Радиосигнал представляет собой колебание высокой частоты, модулируемое управляющим (первичным) сигналом. При наличии модуляции сигнал перестает быть «монохроматичным», т. е. одночастотным. Модуляция создает дополнительные колебания, которые в простейшем случае располагаются на оси частот справа и слева от основного колебания, образуя спектр радиосигнала (рис. 9-23). Для приема такого сигнала выгодно применять усилитель, обладающий свойствами избирательности, т. е. способный разместить спектр радиосигнала в пределах своей полосы пропускания и подавить помехи на частотах, лежащих вне этой полосы.

Свойства избирательности достигаются тем, что в каскаде усиления по высокой частоте нагрузочным элементом выходной цепи служит диапазонный резонансный контур. Как правило, контур настраивается конденсатором переменной емкости, и лишь сравнительно редко перестройка осуществляется изменением индуктивности или одновременным изменением индуктивности и емкости.

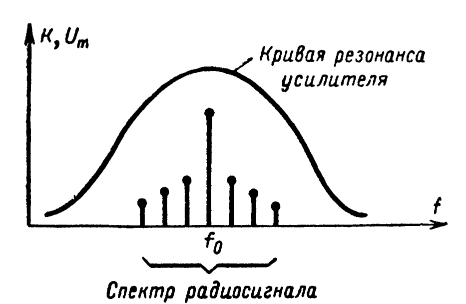


Рис. 9-23. Радиосигнал в полосе пропускания усилителя высокой частоты.

Ламповые каскады резонансного усиления высокой частоты выполняются обычно на пентодах, и только в диапазоне ультракоротких волн встречается применение специальных триодов. Пентоды выгодны малым значением емкости анод — управляющая сетка (см. гл. 8) и другими своими свойствами. Схема резонансного каскада на пентоде (вместе с входом следующего каскада) изображена на рис. 9-24, *а*.

Детали, входящие в схему каскада, имеют следующее назначение. Напряжение смещения подается на управляющую сетку с сопротивления $R_к$ (сотни ом), шунтируемого конденсатором $C_к$ (около 0,1 *мкф*). Следует отметить, что обеспечить в резонансном усилителе работу лампы на линейном участке характеристики и без тока управляющей сетки проще, чем в оконечном каскаде усиления низкой частоты, так как здесь амплитуды усиливаемых колебаний малы. Питание экранирующей сетки осуществлено через «гасящее» сопротивление $R_{с2}$ (порядка сотен килоом), блокируемое по высокой частоте конденсатором $C_{с2}$ (примерно 0,01—0,1 *мкф*).

В анодную цепь лампы включен «параллельный» контур (см. гл. 2), образованный индуктивностью L (иногда с сердечником из магнитодиэлектрика) и переменной емкостью C (обычно один из конденсаторов с составе «блока» конденсаторов на общей оси). Величины L и C определяются диапазоном частот приемника. Обычно диапазон охватывается несколькими поддиапазонами (переход с одного поддиапазона на другой осуществляется подключением различных катушек L).

Для того чтобы устранить влияние емкости между рукой оператора и пластинами конденсатора на частоту контура, ротор конденсатора присоединяют к корпусу (металлическому шасси) приемника. Это возможно лишь при включении в контур фильтрующей емкости $C_ф$ (десятки тысяч пикофарад), защищающей «плюс» источника $E_а$ от замыкания на корпус, к которому присоединен «минус». Чтобы исключить обратную связь последующих каскадов с предыдущими через

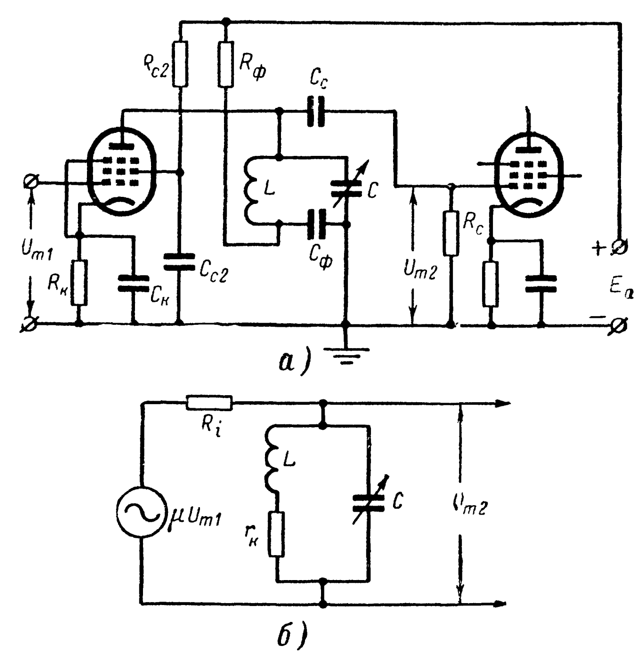


Рис. 9-24. Каскад резонансного усиления на пентоде.
а — схема каскада; *б* — упрощенная эквивалентная схема цепи анода по переменному току.

внутреннее сопротивление источника питания, переменные токи анодных цепей не пропускаются в источник питания «фильтрующими» сопротивлениями $R_ф$, которые имеются отдельно в каждом каскаде (сопротивление примерно 10 000 *ом* и более). Емкость фильтра $C_ф$ значительно больше, чем основная емкость контура C; обе они, соединенные последовательно, входят в контур. Очевидно, что влияние $C_ф$ на частоту контура несущественно, и приближенно мы можем вычислять частоту резонанса токов, не учитывая емкость $C_ф$.

Напряжение высокой частоты, возникающее на контуре при действии радиосигнала, подается на сетку следующей лампы через конденсатор $C_с$, имеющий емкость порядка сотен пикофарад и хорошую изоляцию между обкладками. Для подачи отрицательного смещения на управляющую сетку следующей лампы она соединена с катодным

сопротивлением через сеточное сопротивление R_c (сотни килоом). Таков состав схемы резонансного каскада.

На рис. 9-24, *б* дана упрощенная эквивалентная схема для переменных токов и напряжений цепи анода (ср. с рис. 9-4, *б*). В эквивалентной схеме мы пренебрегли сопротивлением конденсатора C_c, так как оно мало на радиочастотах. Мы пренебрегли также сопротивлением конденсатора $C_ф$ и шунтирующим действием большого сопротивления R_c. Внутреннее сопротивление R_i относится к лампе как источнику э. д. с. μU_{m1}, а сопротивление $r_к$ есть активное сопротивление внутри контура, определяющее его добротность.

Контур настраивается в резонанс с частотой принимаемого сигнала. Тогда для этой частоты (и приближенно для всех частот спектра сигнала) сопротивление контура оказывается чисто активным и имеющим величину $Z_{рез} = R_э = \frac{(\omega_2 L)^2}{r_к} = Q\rho$ (см. стр. 58). На этом сопротивлении анодный переменный ток и создает выходное напряжение U_{m2}. Точно так же, как и для усилителя низкой частоты, мы без труда найдем коэффициент усиления каскада по напряжению (на резонансной частоте):

$$K_{рез} = \mu \frac{R_э}{R_i + R_э} \approx SR_э. \tag{9-21}$$

Для получения большого усиления требуется контур с большим резонансным сопротивлением $R_э$ и лампа с большой крутизной S. Так, например, при сопротивлении контура $R_э = 10$ *ком* и при крутизне пентода $S = 4$ *ма/в* коэффициент усиления $K_{рез} = 40$.

Но выбор сопротивления $R_э$ ограничивается следующими обстоятельствами. Во-первых, добротность замкнутого контура Q практически трудно получить свыше 100, особенно при самодельной катушке L. Во-вторых, при очень большом сопротивлении $R_э$ будет сказываться заметно шунтирующее действие сопротивлений R_c и R_i (последнее очевидно, если изобразить схему с генератором тока SU_{m1} подобно схеме на рис. 9-10), которое снижает эквивалентную добротность схемы. В-третьих, высокая добротность контура может так ограничить его полосу пропускания, что в ней не уложится спектр сигнала (см. рис. 9-23) и это приведет к частотным искажениям. С таким явлением приходится считаться при радиотелефонном приеме на длинных волнах. Известно, что спектр радиовещательного сигнала занимает примерно 10 *кгц*. Следовательно, полоса пропускания контура должна быть не менее этой величины.

Если взять контур с добротностью $Q = 80$, то на частоте $f_0 = 80$ *кгц* (т. е. при длине волны $\lambda = 3\ 750$ *м*) полоса пропускания $2\Delta f_{макс} = \frac{f_0}{Q} = 1\ 000$ *гц*. Такая полоса совершенно непригодна для радиотелефонного приема. И действительно, на волнах свыше 2 000 *м* радиотелефонная передача вовсе не применяется. Если же при той же добротности контура частота $f_0 = 800$ *кгц* (т. е. $\lambda = 375$ *м*), то полоса $2\Delta f_{макс} = 10\ 000$ *гц*, что вполне нормально для радиовещательного приема. Наконец, если перейти в диапазон коротких волн и взять частоту сигнала $f_0 = 8$ *Мгц* (т. е. $\lambda = 37{,}5$ *м*), то полоса пропускания $2\Delta f_{макс} = 100\ 000$ *гц*, что явно избыточно для радиотелефонии и приносит ущерб избирательности приемника.

Значит, на длинных волнах приходится иногда умышленно расширять полосу пропускания по сравнению с достижимой ее величиной. На коротких же волнах полоса пропускания всегда получается более широкой, нежели это необходимо по соображениям избирательности радиотелефонного приема. Именно такие свойства резонансных систем и резонансных усилителей и приводят к целесообразности супергетеродинного метода приема, т. е. приема с преобразованием частоты любого сигнала в промежуточную частоту, которая позволяет обеспечить требуемую ширину полосы при нормальной добротности контуров усилителей. Обычно для радиотелефонии промежуточная частота составляет 465 *кгц* (т. е. $\lambda \approx 645$ *м*). Для приема художественного вещания с частотной модуляцией и для телевизионного приема спектры сигналов значительно шире, а потому и выбор промежуточной частоты производится в других диапазонах.

Но даже и в том случае, когда полоса пропускания колебательного контура усилителя соответствует спектру сигнала, избирательность не может быть признана высокой. Действительно, пологие скаты частотной характеристики каскада (см. рис. 9-23) оставляют возможность воздействия помех, частота которых даже и не входит в полосу пропускания каскада. С этой точки зрения наивыгоднейшей формой частотной характеристики была бы прямоугольная форма (рис. 9-25): она обеспечивает одинаковое усиление колебаний всех частот спектра сигнала и полное подавление всех колебаний, частоты которых лежат вне этой полосы.

$\frac{K}{K_{рез}}$, 1, 0,5, 0, f_0, f

Рис. 9-25. Идеальная форма резонансной характеристики.

В действительности такую форму частотной характеристики получить нельзя; но приближаться к ней можно, применяя в усилителе несколько резонансных контуров. Даже при наличии в составе усилителя нескольких одноконтурных резонансных каскадов общая избирательность улучшается. Действительно, общая частотная характеристика представляет собой произведение соответственных ординат характеристик отдельных каскадов. Если же каскады одинаковы, то для двух каскадов получится $\frac{K_{общ}}{K_{общ.\,рез}} = \left(\frac{K}{K_{рез}}\right)^2$, т. е. общая характеристика обладает более крутыми скатами и дает лучшую избирательность по сравнению с характеристикой одного каскада.

В качестве примера на рис. 9-26 дается схема двухкаскадного резонансного усилителя для средних волн. Оба колебательных контура имеют высокие значения добротности. Чтобы не ухудшать добротность шунтирующим действием внутренних сопротивлений ламп, связь между анодными цепями и колебательными контурами индуктивная. Это дает обычно меньшее усиление, но не приводит к расширению полосы $2\Delta f_{макс}$, свойственной контуру. При таком включении не нужны конденсатор $C_с$ и сопротивление $R_с$, показанные на рис. 9-24, *а*. Конденсаторы переменной емкости имеют общую ось (что изображается пунктирной линией). Для уточнения настройки контуров на одинаковую частоту (при наладке усилителя) параллельно конденсаторам переменной емкости подключены небольшие подстроечные конденсаторы.

В усилительных каскадах высокой частоты на транзисторах целесообразна схема с общим эмиттером. Колебательный контур включается в цепь коллектора, и с этого контура снимается переменное напряжение на вход следующего каскада.

Для того чтобы выходное сопротивление транзистора данного каскада и входное сопротивление следующего каскада (величины которых меньше, чем у ламповых каскадов) не снижали резко добротности контура своим шунтирующим действием, применяется неполное (автотрансформаторное) подключение к контуру этих сопротивлений с коэффициентами включения (см. стр. 68) соответственно p_1 и p_2 (рис. 9-27, *а*). Возможно также применение трансформаторной связи с цепью коллектора (рис. 9-27, *б*). В первой из этих схем имеется конденсатор C_1 большой емкости, не допускающий замыкания источника E на катушку L при соприкосновении пластин конденсатора настройки C. Во второй схеме надобность в таком конденсаторе отпадает. Конденсаторы C_2 в обеих схемах пропускают на вход следующего каскада высокочастотный сигнал и позволяют стабилизировать смещение на базах с помощью делителей постоянного напряжения R_1R_2 и сопротивлений R_3, блокируемых по высокой частоте конденсаторами C_3.

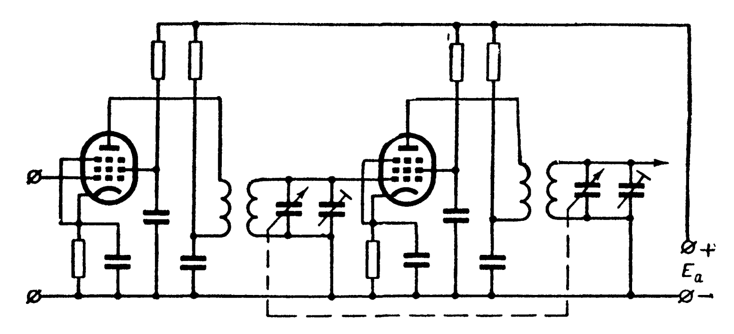


Рис. 9-26. Пример двухкаскадного резонансного усилителя на пентодах.

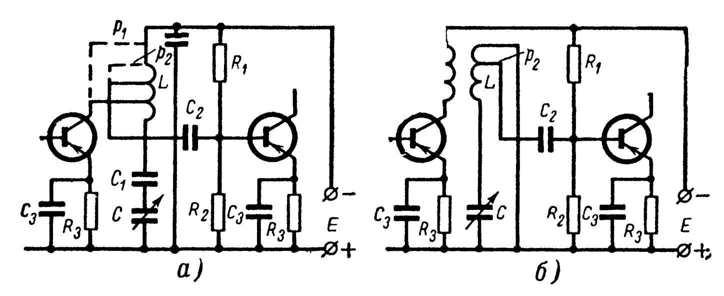


Рис. 9-27. Усилительные каскады высокой частоты на транзисторах.
а — с двойным автотрансформаторным включением; *б* — с индуктивной связью контура с цепью коллектора.

Как для ламповых, так и для транзисторных резонансных каскадов с неполной связью между контуром и цепями электродов формула (9-21) приобретает следующий вид:

$$K_{рез} \approx SR_э p_1 p_2, \qquad (9\text{-}22)$$

где $R_э$ — резонансное (эквивалентное) сопротивление контура при учете ослабленных шунтирующих влияний выходного и последующего входного сопротивлений, а p_1 и p_2 — соответствующие коэффициенты включений. Крутизна S для транзистора может быть введена как отношение прироста тока коллектора к вызвавшему его приросту напряжения смещения на базе.

9-9. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители сигналов промежуточной частоты супергетеродинных приемников также содержат в своих каскадах колебательные системы. Но в отличие от диапазонных каскадов, описанных выше, каскад промежуточной частоты имеет неизменную (фиксированную) настройку контура, и эта настройка определяет значение промежуточной частоты $f_{пр}$, установленной для данного приемника. Как мы уже сказали, для радиовещательных приемников $f_{пр}$ выбирается чаще всего около 500 *кгц* ($\lambda \approx 600$ *м*). При фиксированной настройке имеется возможность включать в каждом каскаде не один, а два (и даже три) колебательных контура, образующих полосовой фильтр простейшего типа. В связи с этим усилители промежуточной частоты называются полосовыми усилителями. Они способны обеспечить лучшую избирательность, нежели одноконтурные.

На рис. 9-28, *а* изображена ламповая схема каскада усиления промежуточной частоты с двухконтурным фильтром. Первый контур *LC* фильтра включен непосредственно в анодную цепь, а второй связан с первым индуктивно и подключен к входу следующего каскада. Конструктивно катушки *L* имеют малые размеры и снабжаются сердечниками из магнитодиэлектрика, позволяющими уточнять настройку контуров.

Усиление каскада полосового усилителя зависит не только от параметров лампы и контура, но и от степени связи между контурами. При критической связи, т. е. при такой ее величине, когда активное сопротивление, вносимое из второго контура в первый, равно собственному его активному сопротивлению, коэффициент усиления каскада на резонансной частоте будет вдвое меньше, чем для одноконтурного каскада, так как колебательная мощность распределяется поровну между двумя контурами:

$$K_{рез} \approx \frac{SR_э}{2}. \qquad (9\text{-}23)$$

Так, например, если каждый контур фильтра имеет $R_э = 10$ *ком*, а крутизна лампы $S = 4$ *ма/в*, то усиление по напряжению $K_{рез} = 20$.

Для усиления промежуточной частоты на транзисторах также применяются схемы с двухконтурным фильтром. Пример такой схемы приводится на рис. 9-28, *б*. Характерно то, что для сохранения высо-

кой добротности контуров приходится ослаблять их шунтирование выходным и входным сопротивлениями соответственно, применяя неполное включение контуров (коэффициенты включены p_1 и p_2).

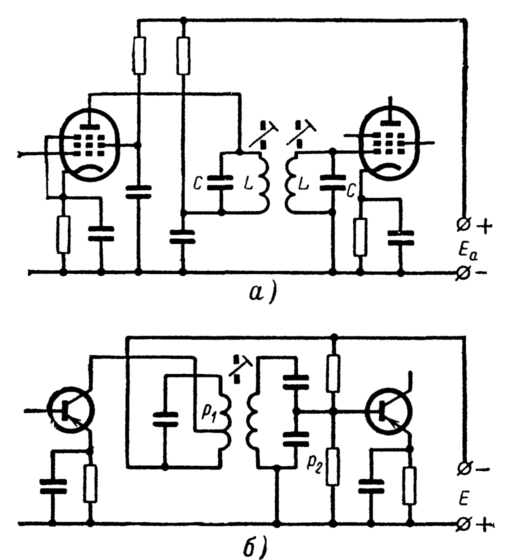


Рис. 9-28. Схемы полосовых усилителей промежуточной частоты.

а — на пентодах; *б* — на транзисторах.

Достоинства полосового каскада становятся очевидными при изучении свойств его избирательности. Как мы знаем из гл. 3, при выборе связи между контурами немного больше критического значения частотная характеристика двух связанных контуров имеет форму «двугорбой» кривой с почти плоской вершиной (рис. 9-29) и с резко спадающими боковыми сторонами. Эта характеристика существенно приблизилась к «идеальной» форме (рис. 9-25). Обратим внимание на то, что характеристика представлена в виде зависимости относительного усиления ($K/K_{макс}$) от расстройки частоты сигнала по отношению к резонансной частоте ($\Delta f = f - f_0$).

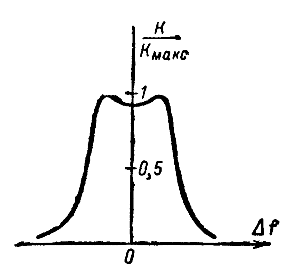


Рис. 9-29. Частотная характеристика каскада полосового усиления.

Регулируя степень связи контуров, можно изменять расстояние между «горбами» характеристики, т. е. выбирать в известных пределах полосу пропускания. Предыдущая формула (9-23), выражающая коэффициент усиления каскада, будет в этом случае относиться к значениям частот, соответствующих двум максимумам двугорбой характеристики.

Помимо показанных выше каскадов с фильтрами, которые имеют индуктивную связь контуров, встречаются каскады с фильтрами, имеющими связь через «внешнюю» емкость (рис. 9-30). В этом случае можно подстраивать каждый контур сердечником на нужную частоту, а связь выбирать емкостью C (обычно несколько пикофарад).

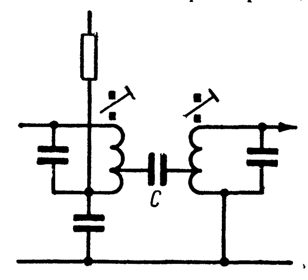


Рис. 9-30. Схема полосового каскада с емкостной связью контуров.

Для транзисторных усилителей (особенно для тех, транзисторы которых имеют граничную частоту, не очень превосходящую значение промежуточной частоты) иногда применяется нейтрализация внутренней обратной связи, способной нарушить желательные свойства каскада. Нейтрализация (рис. 9-31) осуществляется подачей с выхода на вход через нейтрализующую цепь $R_нC_н$ напряжения, равного и противоположного по фазе напряжению, которое воздействует на вход через внутрен-

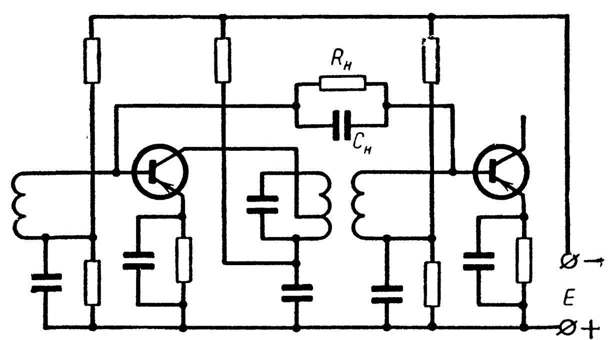


Рис. 9-31. Схема полосового каскада с нейтрализацией обратной связи.

нюю обратную связь. Обратная фаза нейтрализующего напряжения достигается присоединением цепи нейтрализации к вторичной катушке в точке, в которой напряжение противофазно первичному.

9-10. СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Предположим, что мы решили повышать чувствительность усилителя, т. е. делать его восприимчивым к сигналам все с меньшими и меньшими амплитудами. С этой целью мы будем увеличивать число каскадов. Если бы нам удавалось при этом устранять влияние обратной связи и воздействие посторонних помех, мы дошли бы рано или поздно до порога чувствительности, ниже которого сигнал стал бы заглушаться шумами внутреннего происхождения.

Одним из источников шумового напряжения являются активные сопротивления во входных цепях усилителя. Мы привыкли считать

сопротивление пассивным элементом, который сам по себе не является источником колебаний. Однако в действительности внутри материала сопротивления совершаются хаотические движения электронов («свободных» электронов, т. е. электронов проводимости). Чем выше температура сопротивления, тем интенсивнее эти движения. Хаотический ток создает между концами сопротивления R переменное напряжение со случайными амплитудами и частотами.

Среднее значение этого хаотического напряжения равно нулю. Но отклонения напряжения от нуля в ту или другую сторону (эти отклонения называются флуктуациями) воздействуют на вход усилителя. И если пики флуктуаций соизмеримы с амплитудами сигнала на входе, то сигнал на выходе может оказаться неразборчивым на фоне внутренних помех, воспринимаемых на слух как шум.

Другим источником флуктуаций, ограничивающих чувствительность приемно-усилительной аппаратуры, являются хаотические колебания токов внутри ламп и полупроводниковых приборов, особенно в первом (входном) каскаде. Причиной флуктуации анодного тока лампы оказывается в первую очередь неравномерность вылета электронов из катода. В среднем за конечные промежутки времени анодный ток лампы при отсутствии сигнала постоянен. Однако если сравнивать количества электронов, испускаемых катодом за одинаковые весьма короткие промежутки времени, то они окажутся несколько различными. Это означает, что анодный ток лампы имеет флуктуации около своего среднего значения и способен создавать шумовое напряжение на входе следующего каскада. Точно так же нельзя назвать строго постоянным коллекторный ток транзистора.

Практически собственные шумы обнаруживаются при очень высокой чувствительности усилителей (порядка микровольт). Уровень шумов тем больше, чем выше температура шумящих сопротивлений. В условиях комнатной температуры на этот фактор повлиять трудно. Далее, уровень (мощность) шумов увеличивается пропорционально ширине полосы пропускания, так как с расширением полосы увеличивается спектр случайных частот флуктуаций, проходящий в эту полосу. Следовательно, для телевизионного приема шумы более опасны, чем для радиовещательного. Наконец, шум лампы зависит от числа ее электродов: чем больше сеток имеет лампа, тем больше причин неравномерности электронного потока в ней. С этой точки зрения выгоднее иметь на входе приемника триод, нежели пентод. Однако большая междуэлектродная емкость триода создает столь сильную обратную связь, что в каскаде возникает генерация собственных колебаний, при которой невозможно усиление сигнала.

Для того чтобы в резонансных усилителях (особенно на ультракоротких волнах) оказалось возможным применение триодов, их включают по так называемой каскодной схеме[1] (рис. 9-32). Две лампы этой схемы включены по отношению к анодной батарее последовательно. Первый каскад содержит лампу $Л_1$, работающую в схеме с общим катодом. Во втором же каскаде к общей точке (к корпусу усилителя) присоединена (по переменному току) через конденсатор C сетка лампы $Л_2$. Следовательно, вторая лампа работает по схеме с общей сеткой. Именно это сочетание каскадов с общим катодом

[1] Сочетание каскадов с общим катодом и с общей сеткой получило название «каскодная схема», и это название вошло в нашу литературу, хотя его нельзя признать удачным.

и с общей сеткой и является признаком каскодной схемы. Напряжение смещения на сетку первой лампы создается анодным током в сопротивлении $R_к$, а смещение на сетку второй лампы относительно ее катода получается с помощью делителя R_1R_2 от анодного источника $E_а$.

Итак, между зажимами анод — катод первой лампы в качестве нагрузочного сопротивления включен вход (зажимы катод — сетка) второй лампы. Входное сопротивление каскада с общей сеткой (так же как и транзисторного каскада с общей базой) очень невелико. Оно имеет значение $R_{вх2} \approx 1/S$, где S — крутизна лампы. Следовательно, при крутизне, например, 4 *ма/в* входное сопротивление составит около 250 *ом*. Физически это объясняется прохождением переменного анод-

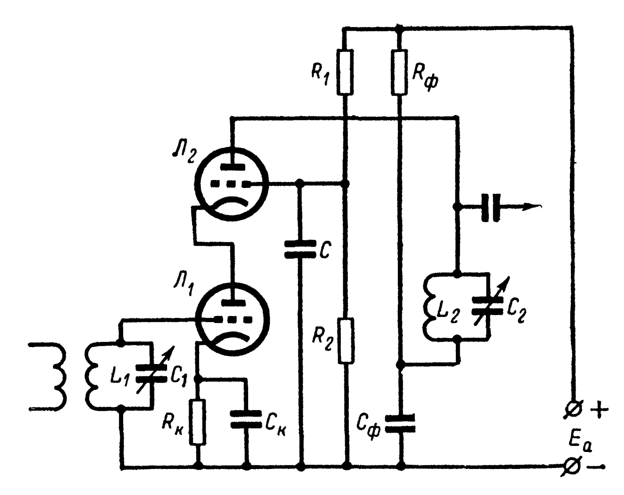


Рис. 9-32. Каскодная схема усилителя высокой частоты.

ного тока лампы через участок ее входной цепи, чем и снижается входное сопротивление.

Первая лампа, имея столь малое нагрузочное сопротивление, сохранит свой нормальный усилительный режим, несмотря на большую проходную емкость триода. При этом коэффициент усиления первого каскада будет лишь около единицы ($SR_э = SR_{вх2} = S/S$). Но входное сопротивление первой лампы, шунтирующее контур L_1C_1, оказывается большим и не ухудшает его добротности.

Вторая же лампа имеет нормальный коэффициент усиления, работая на выходной контур L_2C_2. Обратная связь в ней была бы возможна через емкость анод — катод, однако между анодом и катодом расположена заземленная сетка, выполняющая функцию экрана. Таким образом, каскодная схема обеспечивает уменьшенную мощность шумов, высокое входное сопротивление и усиление, свойственное одной лампе. Схема эта может выполняться на двойном триоде, а также и на транзисторах.

Существуют пути уменьшения мощности шумов и с помощью криогенной (холодильной) техники, с доведением температуры входных цепей до значения, близящегося к абсолютному нулю (практи-

чески ниже — 200° С). Но в качестве активных приборов в этом случае применяются не обычные лампы или транзисторы, а так называемые квантовомеханические и параметрические усилители, описываемые пока еще не в общих курсах радиотехники, а в специальных трудах и руководствах.

9-11. ЗАДАЧИ МИНИАТЮРИЗАЦИИ

Стремление к повышению чувствительности, к улучшению частотных характеристик, к достижению хорошей избирательности и к снижению нелинейных искажений усложняет схемы приемно-усилительной аппаратуры и расширяет функции, выполняемые этой аппаратурой. Но с увеличением числа деталей возрастает сложность изготовления, а значит, и стоимость аппаратуры. Вместе с тем снижается ее надежность, что особенно нежелательно в ответственных случаях применения радиоэлектроники. При увеличении числа деталей увеличивается также сложность и стоимость монтажа и снижается надежность монтажных соединений.

Отсюда перед технологией радиоэлектронной аппаратуры ставятся задачи повышения надежности деталей и их соединений и автоматизации процессов изготовления аппаратуры с целью удешевления производства. Как же решаются эти задачи?

При большом количестве деталей ручной способ монтажа радиоаппаратуры с помощью подвесных проводов очень сложен, дорог и не обеспечивает надежности соединений. Автоматизация оказывается при этом способе сборки затруднительной. Но если размеры деталей невелики, то возможности автоматизированной сборки расширяются путем применения печатного монтажа.

Сущность этой технологии заключается в том, что на изоляционную пластину (плату) наносится «монтажная» схема радиоустройства или его отдельного узла. Проводники электрической схемы «печатаются» в виде узких полосок металла. Затем к соответствующим точкам платы крепятся детали с помощью своих гибких выводов, которые входят в металлизированные отверстия платы, отгибаются и припаиваются к печатным проводникам путем погружения обратной стороны платы в припой. Все эти операции могут быть автоматизированы, что удешевляет массовое производство. Печатная схема механически прочна, стабильна благодаря жесткой связи напечатанных проводов с платой, исключает ошибки монтажа и позволяет получить малогабаритную аппаратуру. Вполне очевидно, что химические процессы играют важнейшую роль не только в изготовлении деталей, но и в осуществлении их монтажа, т. е. развитие радиоэлектроники неразрывно связано с развитием химии.

Печатный монтаж с применением миниатюрных деталей позволяет достигнуть заполнения объема аппаратуры в среднем до одной-двух деталей в кубическом сантиметре. Дальнейшее уменьшение размеров деталей приводит к снижению их механической прочности. И, если при возрастающем числе очень малых («микроминиатюрных») деталей сохранить даже печатный метод монтажа, все равно надежность аппаратуры будет недостаточной. Микроминиатюрные детали могут работать надежно лишь при том условии, что составленный из них узел (блок) аппаратуры выполнен в виде единого твердого тела. Такое соображение явилось основой для разработки микромодульной тех-

нологии радиоэлектронной аппаратуры и для последующих ступеней микроминиатюризации.

Микромодуль представляет собой узел аппаратуры, способный выполнять определенную функцию (усилитель, детектор, маломощный генератор и др.). Размеры микромодуля около 1 *см*³. Элементы же, из которых собирается микромодуль, микроминиатюрны. Каждый элемент (а иногда и по нескольку элементов) крепится на стандартных керамических квадратных пластинах («галетах») со стороной около 0,8 *см* и толщиной около 0,25 *мм*. На торцах галеты имеются выемки (всего 12 выемок), которые металлизируются и служат для наружных контактов с закрепленной деталью. Соединение между выводами детали и выемками галеты может быть печатным. Микродиод присоединяется к двум, а микротранзистор к трем выемкам. На таких же галетах наносятся способом осаждения или закрепляются и другие детали (конденсаторы, сопротивления, индуктивности на ферритовых сердечниках и др.).

Галеты собираются в пачку («этажерку»), получая соединения между собой и наружные выводы через «шахту» из 12 проводов, которые припаиваются (тоже автоматизированно) к нужным контактам металлизации галет и разрезаются на участках, не требующих соединений. Собранный микромодуль заливается твердеющей эпоксидной смолой и действительно становится монолитным твердым телом, которое обеспечивает высокую надежность, несмотря на микроминиатюрность деталей.

Из микромодулей различного функционального назначения собирается аппаратура. Соединения между выводами микромодулей осуществляются через общую плату с печатным монтажом. Зазоры обеспечивают достаточное охлаждение, разумеется если потребление мощности каждым модулем не превосходит единиц ватт. Для мощных каскадов радиостанции микромодульная технология не предназначена, но для карманных приемников и усилителей, а особенно для электронной вычислительной техники она весьма перспективна. Микромодульная аппаратура имеет заполнение до 10—20 деталей (элементов) в 1 *см*³; это в 10 раз больше, нежели для печатного монтажа с обычными деталями.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

10-1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ЛАМПОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Для осуществления радиопередачи необходимо иметь источник высокочастотных незатухающих колебаний. Естественно попытаться получить их в тех цепях, которым они свойственны, т. е. там, где они возникают при нарушении электрического равновесия. Для синусоидальных колебаний такой системой является колебательный контур.

Подключим к контуру в некоторый момент времени t_0 очень кратковременно с помощью ключа K (рис. 10-1) источник постоянного тока. При кратковременном включении ток в цепи катушки не успеет нарасти до заметной величины из-за свойства индуктивности препят-

ствовать изменениям тока. Иными словами, правая ветвь контура будет практически разорвана; конденсатор же успеет зарядиться, т. е. получить некоторую порцию энергии. При отключении источника конденсатор начнет разряжаться через катушку и в контуре возникнут затухающие колебания. Чтобы превратить их в незатухающие колебания, необходимо периодически пополнять запас энергии в контуре, для чего нужно подключать к нему источник постоянного напряжения в ту часть периода колебаний, когда на пластине конденсатора, соединяемой с отрицательным полюсом источника, будут накапливаться электроны. Тогда источник будет пополнять заряд на пластинах, т. е. запас энергии в конденсаторе (рис. 10-1, *а*). Если же замкнуть ключ в ту половину периода, когда на данной пластине скапливаются положительные заряды, то источник будет нейтрализовать их и

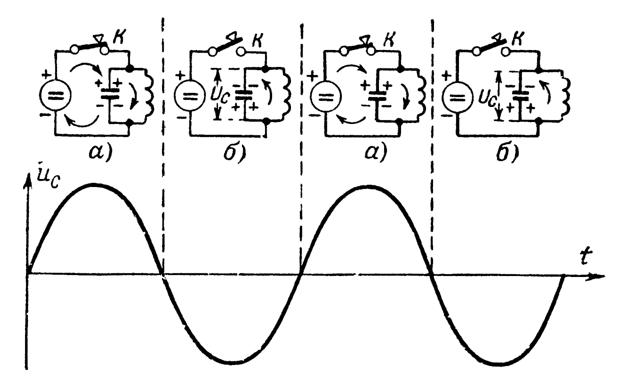


Рис. 10-1. Пополнение энергии контура источником постоянного напряжения.

а — источник пополняет энергию контура; *б* — подключение источника уменьшает энергию контура.

разряжать конденсатор. В первом случае электроны, ускоряемые полем постоянного источника, приходили к контуру, испытывая противодействие одноименных зарядов его конденсатора, а во втором они двигались в ускоряющем электрическом поле контура.

На основании этого можно сформулировать общий физический принцип обмена энергией между колебательной системой и электронным потоком, на котором основано действие большинства генераторных приборов. *Пополнение энергии в колебательной системе происходит в том случае, когда электроны поступают в нее в тормозящем поле. Заряды, проходящие поле колебательной системы, в ускоряющей фазе отбирают энергию у поля системы.* Это общее правило характеризует условие и направление обмена энергией между потоком и полем.

Из сказанного ясно, что для пополнения энергии в контуре следует на полпериода подключать к нему источник постоянного тока, а в другую половину периода отключать его (рис. 10-1, *а* и *б*). При этом будет происходить преобразование энергии источника постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний в контуре, т. е. то, что мы называем генерацией высокочастотных

колебаний. Для этого, помимо источника, необходимо иметь ключ, с помощью которого можно было бы осуществлять такую коммутацию. Поскольку речь идет о высокочастотных колебаниях, нельзя и думать об использовании каких-либо механических переключателей. Роль надежного, безынерционного и управляемого без большой затраты энергии ключа в схемах генераторов широкого диапазона радиочастот может выполнять трехэлектродная или многоэлектродная лампа. Изменение напряжения на управляющей сетке в небольших пределах переводит лампу из запертого состояния в открытое. Скорость «срабатывания» такого ключа определяется временем пролета электронов от катода к аноду. Если это время много меньше периода колебаний, то лампу можно считать безынерционной. Современные

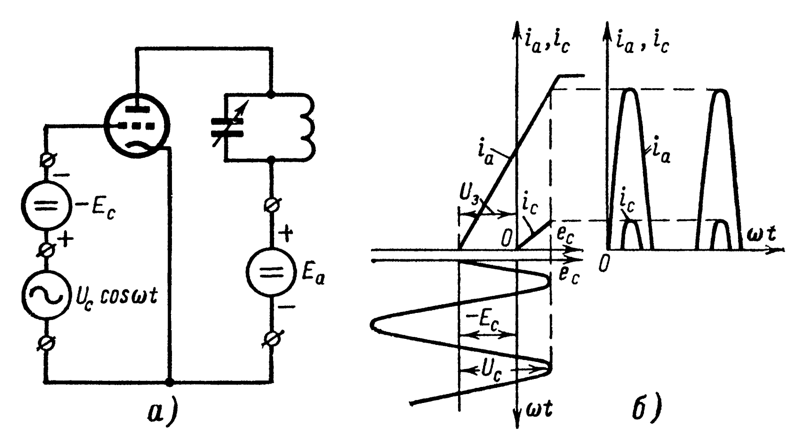


Рис. 10-2. Ламповый генератор незатухающих колебаний.
а — схема; *б* — токи и напряжения в анодной и сеточной цепях.

лампы являются практически безынерционными до частот измеряемых тысячами мегагерц (период колебаний порядка 10^{-9} *сек*).

Для того чтобы лампа была заперта в неблагоприятную половину периода, на ее управляющую сетку подают отрицательное напряжение — $E_с$, которое называют напряжением смещения, достаточное для прекращения анодного тока. Для этого необходимо, чтобы смещение превышало напряжение запирания лампы $U_з$. А для отпирания лампы в благоприятную половину периода на управляющую сетку подают переменное напряжение возбуждения, изменяющееся с частотой, на которую настроен контур $u_с = U_с \cos \omega t$ * (рис. 10-2). Во время отрицательного полупериода напряжения возбуждения лампа закрыта, а положительные значения напряжения открывают ее. Поэтому под действием результирующего напряжения на сетке

$$e_с = - E_с + U_с \cos \omega t \tag{10-1}$$

* В этой главе индекс *m* при амплитудных значениях опущен.

в анодной цепи ток будет иметь форму периодических усеченных синусоидальных импульсов.

Такое устройство и представляет собой **ламповый генератор** высокочастотных колебаний. Чтобы убедиться в работоспособности устройства, необходимо проверить еще два обстоятельства: 1) будут ли импульсы проходить в благоприятной для пополнения энергии фазе напряжения на контуре и 2) будет ли мощность колебаний в контуре превышать затраты мощности источником возбуждения на управление лампой.

На первый вопрос можно ответить, воспользовавшись представлением анодного тока в виде суммы гармонических составляющих (см. § 2-5) симметричных импульсов:

$$i_а = I_{а0} + I_{а1} \cos \omega t + I_{а2} \cos 2\omega t + + I_{а3} \cos 3\omega t + \ldots \quad (10\text{-}2)$$

Если контур настроен на частоту ω, то для постоянной составляющей и для всех высших гармоник он представляет практически короткое замыкание; на нем создается падение напряжения только от первой гармоники:

$$u_к = i_{а1} R_э = I_{а1} R_э \cos \omega t, \quad (10\text{-}3)$$

где $R_э$ — эквивалентное сопротивление контура.

Согласно правилу Кирхгофа для замкнутой цепи источник — контур — лампа напряжение на аноде

$$u_а = E_а - u_к = E_а - I_{а1} R_э \cos \omega t. \quad (10\text{-}4)$$

Рис. 10-3. Временные диаграммы процессов в ламповом генераторе.

На рис. 10-3 изображены графики изменения напряжений и токов в генераторе, соответствующие уравнениям (10-1), (10-3) и (10-4). Из них непосредственно видно, что электроны, пролетая в лампе, подвергаются действию двух полей: постоянного ускоряющего поля источника анодного напряжения и переменного поля контура. Постоянное поле источника разгоняет электроны, сообщая им запас кинетической энергии. Переменное же поле контура тормозит электроны, их скорость уменьшается, и за счет части приобретенной ими кинетической энергии пополняется запас энергии в контуре. Так происходит преобразование энергии источника постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний.

Рассмотрим теперь вопрос о мощности, необходимой для управления электронным потоком в лампе. Сначала допустим, что сетка не перехватывает электроны, летящие к аноду, однако это вовсе не означает, что в ее цепи при этом не может протекать ток.

Если около проводящей поверхности (в данном случае сетки) появляется электрический заряд (рис. 10-4), то свободные электроны проводника в зависимости от знака заряда либо скапливаются на ближайших к заряду участках, либо уходят от них. Это явление получило название электростатической индукции, а заряды, возникающие на поверхности, называют наведенными зарядами. Очевидно, что величина наведенного заряда зависит от силы притяжения первичного заряда, т. е. от расстояния между зарядом и поверхностью. Поэтому если первичный заряд будет двигаться к поверхности, то наведенный заряд будет возрастать за счет притока электронов с других частей проводника, создающих наведенный ток одного направления; при удалении первичного заряда наведенный заряд будет уменьшаться, электроны будут возвращаться на свои места, создавая наведенный ток противоположного направления.

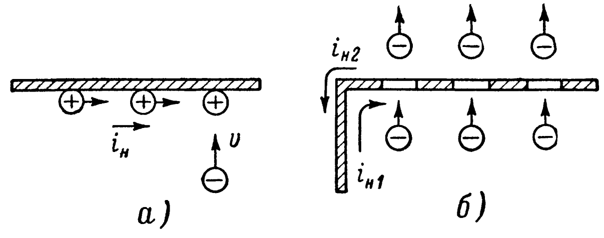


Рис. 10-4. Токи, наводимые движущимися зарядами.
а — ток $i_н$, наводимый в проводящей плоскости приближающимся зарядом; *б* — токи $i_{н1}$ и $i_{н2}$, наводимые в сетке приближающимися и удаляющимися зарядами.

Если сетка лампы не перехватывает электроны, то сколько их подлетает к ней, столько же и удаляется от нее к аноду, и результирующий наведенный ток $I_н$ в ее цепи равен нулю. Поэтому мощность источника возбуждения, управляющего потоком электронов лампы в этом случае,

$$P_в = \frac{1}{2} U_c I_c = \frac{1}{2} U_c I_н = 0.$$

Следовательно, если электроны не оседают на сетке лампы, то на управление потоком (изменение его плотности) источник возбуждения мощности не затрачивает.

Это очень важный вывод, который объясняет усилительные свойства большинства генераторных приборов. Ведь речь здесь идет именно о них: в общем случае источник возбуждения затрачивает некоторую высокочастотную мощность на управление потоком $P_в$, благодаря чему в анодном контуре выделяется мощность P колебаний той же частоты. Для того чтобы устройство обладало усилительными свой-

ствами, первая мощность должна быть меньше второй, т. е. генератор должен иметь **коэффициент усиления по мощности**

$$K_м = \frac{P}{P_в}, \quad (10\text{-}5)$$

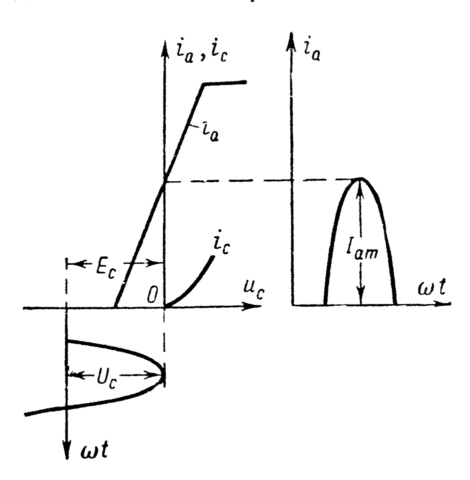


Рис. 10-5. Использование лампы без токов управляющей сетки (буферный режим).

превышающий единицу. В рассмотренном выше идеальном случае он равен бесконечности.

Ну, а как будет на самом деле? Можно ли практически получить такое усиление? Как ни странно на первый взгляд, но это возможно. Электроны не будут оседать на сетке, если напряжение на ней лежит в области отрицательных значений; анодный ток при этом может существовать, как это следует из вида статических характеристик лампы. Выбрав соответствующим образом напряжения смещения и возбуждения, можно установить подобный режим работы, называемый **буферным** (рис. 10-5). Однако из рис. 10-5 видно, что в таком режиме лампа сильно недоиспользуется по току, поэтому в устройствах, где важно получение максимальной мощности на выходе, он

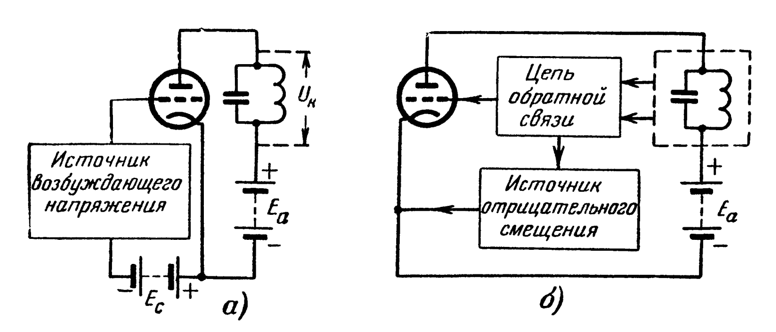


Рис. 10-6. Ламповые генераторы.
а — с внешним возбуждением; *б* — с самовозбуждением.

практически используется редко, и генераторы работают с токами управляющей сетки, но амплитуда их обычно не превышает 10—15% от анодного тока. Поэтому коэффициент усиления генераторов по мощности практически лежит в пределах от десятков до сотен единиц.

Из рис. 10-2 видно, что и сеточный ток представляет собой периодическую последовательность импульсов, т. е. состоит из постоянной составляющей и гармоник:

$$i_c = I_{c0} + I_{c1}\cos\omega t + I_{c2}\cos 2\omega t + I_{c3}\cos 3\omega t + \ldots \qquad (10\text{-}6)$$

Для того чтобы уяснить полностью схему лампового генератора, остается еще определить, каким образом создаются напряжения возбуждения и смещения.

Источником возбуждающего напряжения может служить другой генератор высокочастотных колебаний; в этом случае возбуждаемый генератор называют генератором с внешним возбуждением (рис. 10-6, *а*). Но можно обойтись и без внешнего источника возбуждения, если снять часть напряжения со своего же анодного контура и подвести его к сетке лампы по специальной цепи обратной связи (рис. 10-6, *б*). В таком генераторе при выполнении определенных условий включение или малейшее нарушение электрического равновесия приводит к возникновению колебаний. Подобные генераторы, называемые генераторами с самовозбуждением, служат источниками первичных колебаний в радиоустройствах. Явления в них более сложны, чем в генераторах с внешним возбуждением, поэтому целесообразно начать более подробное изучение с последних.

10-2. ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ (УСИЛИТЕЛИ)

Из рассмотрения общего принципа работы ламповых генераторов следует, что в отличие от усилителей, рассмотренных в гл. 9, лампа в них используется как существенно нелинейный элемент: часть периода анодный ток лампы изменяется пропорционально напряжению на управляющей сетке, а часть периода анодный ток отсутствует, хотя напряжение на сетке изменяется. В результате этого токи в анодной и сеточной цепях получаются несинусоидальными, и используются только их отдельные составляющие. Может показаться, что это нерационально, но на самом деле именно нелинейность генераторов позволяет в принципе получить к. п. д. сколько угодно близким к единице.

Разобранный выше механизм преобразования энергии в генераторе позволяет сделать вывод, что оно происходит тем эффективнее, чем сильнее тормозятся электроны, пролетающие в лампе. Поэтому для повышения эффективности генератора нужно, чтобы возможно большее число электронов пролетало в максимальном тормозящем поле контура. Из рис. 10-3 следует, что для этого нужно работать с предельно узкими импульсами анодного тока.

Форму импульсов характеризуют их высота I_{am} и угол отсечки θ, под которым подразумевают выраженную в угловой мере половину той доли периода, в течение которой существует анодный ток. В случае, изображенном на рис. 10-3, анодный ток существует в течение половины периода, следовательно, угол отсечки равен 90°. Данный вид работы называют режимом *B*. Работу с углами отсечки $\theta < 90°$ называют режимом С.

Из сказанного не следует делать вывода, что работа генератора в линейном режиме невозможна. Если уменьшением смещения поста-

вить генератор в режим, при котором анодный ток не спадает до нуля (рис. 10-7), то угол отсечки $\theta = 180°$. При этом говорят, что генератор работает в режиме А. Полезный энергетический эффект в нем достигается, несмотря на непрерывное протекание тока за счет того, что в благоприятной фазе пролетает больше электронов, чем в неблагоприятной. Однако очевидно, что в этом случае эффективность преобразования энергии будет весьма низкой. Поэтому такой режим используется только тогда, когда важно воспроизвести в анодной цепи возможно точнее закон изменения напряжения возбуждающего источника.

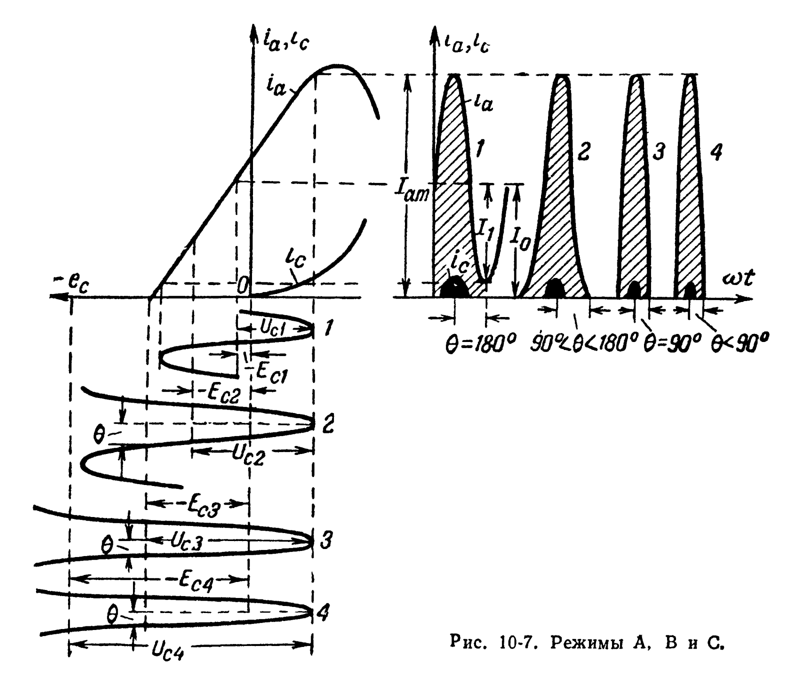


Рис. 10-7. Режимы А, В и С.

С подобным требованием чаще всего приходится встречаться в усилителях низкой частоты.

Рассмотрим основные энергетические соотношения в ламповом генераторе. На основании выводов § 2-4 об энергетическом взаимодействии источников напряжения с токами различных частот можно заключить что, мощность, потребляемая генератором от источника анодного напряжения,

$$P_0 = I_{a0} E_a. \qquad (10\text{-}7)$$

Мощность генерируемых колебаний, выделяющаяся в анодном контуре,

$$P = \frac{1}{2} U_к I_{a1} = \frac{1}{2} \frac{U_к^2}{R_э} = \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_э. \qquad (10\text{-}8)$$

Не заторможенные полностью полем контура электроны ударяются об анод лампы, затрачивая при этом остаток своей кинетической энергии на нагревание анода. Согласно закону сохранения энергии тепловая мощность, рассеиваемая на аноде,

$$P_а = P_0 - P. \qquad (10\text{-}9)$$

Важнейшей характеристикой всякого генератора как преобразователя энергии является электронный коэффициент полезного действия (к. п. д.), под которым подразумевают отношение генерируемой мощности к потребляемой:

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{2}\frac{I_{а1}}{I_{а0}}\frac{U_к}{E_а}. \qquad (10\text{-}10)$$

Мощность источника возбуждения согласно выражению (10-6) и выводам § 2-4

$$P_в = \frac{1}{2}U_с I_{с1}. \qquad (10\text{-}11)$$

Коэффициент усиления по мощности в соответствии с уравнениями (10-8) и (10-11)

$$K_м = \frac{P}{P_в} = \frac{U_к}{U_с}\frac{I_{а1}}{I_{с1}}. \qquad (10\text{-}12)$$

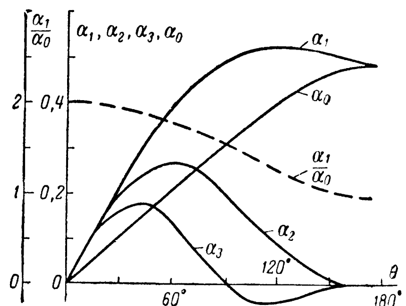


Рис. 10-8. Зависимости коэффициентов разложения синусоидальных импульсов от угла нижней отсечки.

Из формул (10-7) — (10-12) следует, что энергетические соотношения в ламповом генераторе определяются гармоническими составляющими токов лампы; последние же зависят от формы импульсов. У используемых в генераторах усеченных синусоидальных импульсов составляющие являются функциями углов отсечки.

На рис. 10-8 приведены графики, характеризующие зависимости относительных амплитуд трех первых гармонических составляющих, называемых **коэффициентами разложения импульсов**:

$$\alpha_0 = \frac{I_{а0}}{I_{am}};\ \alpha_1 = \frac{I_{а1}}{I_{am}};\ \alpha_2 = \frac{I_{а2}}{I_{am}};\ \alpha_3 = \frac{I_{а3}}{I_{am}}$$

от угла отсечки. Эти графики показывают, что для каждой гармоники существуют оптимальные углы отсечек, при которых содержание гармоник в импульсах достигает максимального значения. Оптимальные углы отсечки можно найти из простого соотношения

$$\theta_{опт n} = \frac{120°}{n}. \qquad (10\text{-}13)$$

Постоянная составляющая анодного тока монотонно возрастает с увеличением угла отсечки. Максимальные значения коэффициентов разложения убывают приблизительно обратно пропорционально номеру гармоники.

Настраивая контур на частоту одной из высших гармоник, можно получить в нем колебания, частота которых будет в целое число раз превосходить частоту колебаний возбуждающего источника. Такой генератор называют умножителем частоты.

В принятых обозначениях выражение (10-10) можно переписать в виде

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \frac{U_к}{E_а}. \qquad (10\text{-}14)$$

На рис. 10-8 приведен также график зависимости α_1/α_0 от угла отсечки, из которого видно, что это отношение, равное единице в режиме А ($\theta = 180°$), возрастает с уменьшением отсечки до двух. Если принять напряжение на контуре в режиме А равным напряжению источника (это предельный случай для режима А, так как при $U_к > E_а$ напряжение на аноде лампы в некоторую часть периода становится отрицательным и анодный ток прекращается), то согласно выражению (10-14) можно получить максимальное теоретическое значение для к. п. д. генератора $\eta_{макс} = 0{,}5$. При том же напряжении уменьшение отсечки до 90° (режим В) приводит к увеличению к. п. д. до 78%. Дальнейшее уменьшение отсечки (переход в режим С) приводит к монотонному увеличению к. п. д., стремящемуся к единице при $\theta \to 0$.

Из выражения (10-14) следует, что к. п. д. генератора тем больше, чем больше отношение $U_к/E_а = \xi$, называемое коэффициентом использования анодного напряжения. Возникает вопрос о том, какие же значения ξ достижимы и целесообразны на практике. Ответ на этот вопрос помогут дать графические построения динамических характеристик лампы и импульсов анодного тока.

Ранее было установлено, что при изменении напряжения на сетке лампы по закону

$$e_с = -E_с + U_с \cos \omega t \qquad (10\text{-}15)$$

одновременно в отличие от статического режима изменяется напряжение на аноде генераторной лампы по закону

$$e_а = E_а - U_к \cos \omega t = E_а (1 - \xi \cos \omega t) \qquad (10\text{-}16)$$

Задавшись некоторым значением амплитуды напряжения на контуре (или коэффициента использования анодного напряжения), можно из уравнений (10-15) и (10-16) для любого момента времени вычислить мгновенные напряжения на сетке и аноде и найти на семействе статических характеристик соответствующие значения токов анода и сетки для данного момента. Проделав подобные вычисления для различных моментов времени, соединяют отдельные точки плавной кривой; полученная линия и будет динамической характеристикой генератора при данном значении напряжения на контуре $U_к$ (рис. 10-9, *а*). Одновременно строятся и импульсы токов (рис. 10-9, *б*).

Изображенные на рис. 10-9 построения проведены при смещении на сетке для работы генератора в режиме В. При коротком замыкании в анодной цепи $U_к = 0$ и в любой момент времени (при любом напряжении на сетке) $e_а = E_а$, поэтому динамическая характеристика представляет собой вертикальную прямую *1*, верхний конец которой

оканчивается на статической характеристике, соответствующей максимальному мгновенному напряжению на сетке:

$$e_{\text{с. макс}} = -E_с + U_с. \qquad (10\text{-}17)$$

Нетрудно понять, что динамическая характеристика *2*, снятая при нагрузке, отличной от нуля, когда $U_к = U_{к2} > 0$, пойдет наклонно

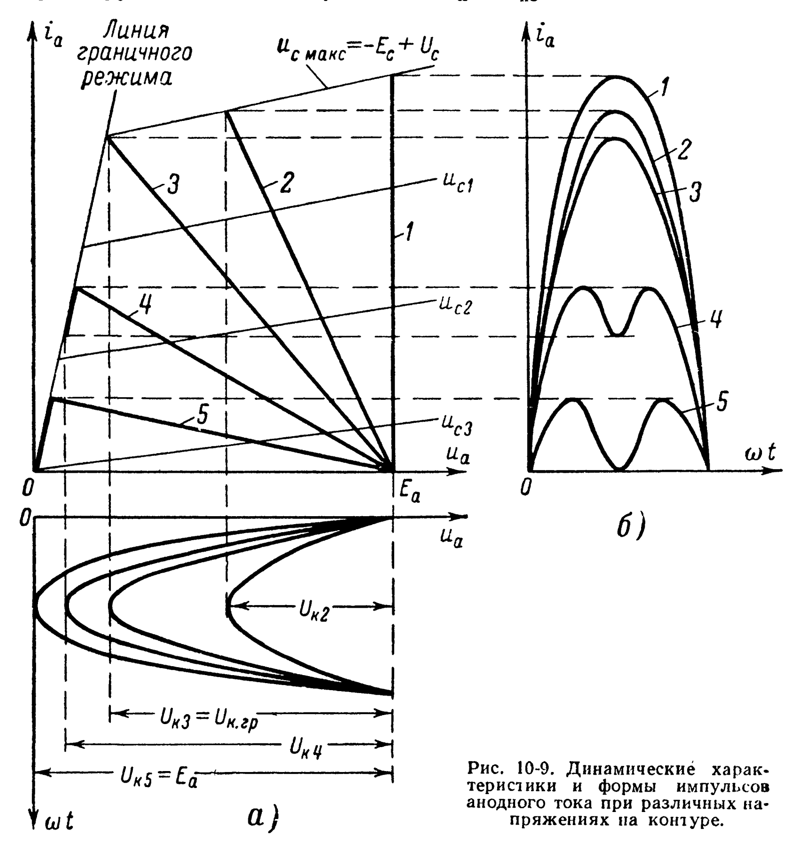


Рис. 10-9. Динамические характеристики и формы импульсов анодного тока при различных напряжениях на контуре.

потому, что при тех же напряжениях на сетке мгновенные напряжения на аноде согласно выражению (10-16) будут меньше, чем при коротком замыкании, а следовательно, и анодный ток будет меньше. Чем больше амплитуда напряжения на контуре, тем меньше напряжение на аноде и тем больше наклонена динамическая характеристика. Благодаря малому наклону горизонтальной части статических характеристик это не приводит к существенному уменьшению импульсов, пока верхний конец динамической характеристики *3* не попадет на линию спада анодного тока. Соответствующий этому случаю режим называют **граничным**.

Дальнейшее увеличение напряжения на контуре приводит к тому, что верхний конец динамической характеристики 4 спускается по линии спада анодного тока; импульс уменьшается, и в вершине его появляется провал. Последнее объясняется резким ростом сеточного тока за счет анодного при малых напряжениях на аноде. Подобный режим принято называть перенапряженным в отличие от режима работы с малыми напряжениями на контуре ($U_к < U_{к.гр}$), малыми сеточными токами и остроконечными импульсами анодного тока, называемого недонапряженным.

Полученные в результате этих построений импульсы анодного тока позволяют найти зависимости гармонических составляющих от напряжения на контуре. Все составляющие анодного тока пропорциональны высоте импульсов, поэтому увеличение напряжения на контуре от нуля до $U_{к.гр} \approx (0,8 \div 0,9) E_а$ приводит к небольшому уменьшению постоянной составляющей и первой гармоники анодного тока (рис. 10-10). Дальнейшее же увеличение напряжения на контуре приводит к их резкому падению вследствие уменьшения импульсов анодного тока и дополнительно из-за уменьшения содержания этих составляющих в импульсах со впадиной.

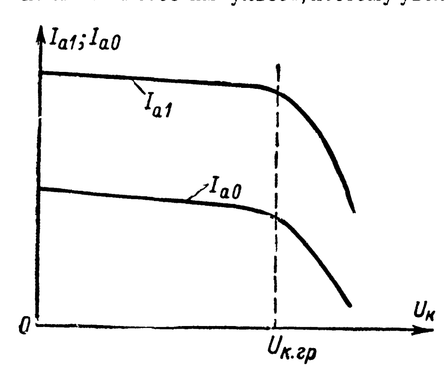


Рис. 10-10. Зависимость первой гармоники и постоянной составляющей анодного тока от амплитуды напряжения на контуре.

График на рис. 10-10 представляет зависимость первой гармоники анодного тока от напряжения на контуре, т. е. $I_{а1} = f(U_к)$. Но имеется и обратная зависимость: напряжение на контуре генератора пропорционально первой гармонике анодного тока, т. е.

$$U_к = I_{а1} R_э. \quad (10\text{-}18)$$

Следовательно, в генераторе установятся ток и напряжение, удовлетворяющие одновременно этим двум зависимостям. Найти их можно по точкам пересечения графиков на рис. 10-10 и графиков, выражающих соотношение (10-18), как показано на рис. 10-11. Вторая зависимость здесь имеет вид:

$$I_{а1} = \frac{U_к}{R_э} \quad (10\text{-}19)$$

и представляет собой прямые, угол наклона которых уменьшается с увеличением $R_э$.

Придавая $R_э$ различные значения, по точкам пересечения получаем зависимости тока и напряжения от сопротивления нагрузки, которые называются нагрузочными характеристиками генератора. Из рис. 10-11 видно, что увеличение нагрузки от нуля до значения $R_э = R_{э.гр}$, при котором генератор достигает граничного режима, приводит к почти пропорциональному

возрастанию напряжения на контуре и незначительному уменьшению анодного тока. Дальнейшее увеличение нагрузки приводит к переходу генератора в перенапряженный режим — резкому падению анодного тока при небольшом увеличении напряжения на контуре (рис. 10-12). Генерируемая мощность, равная произведению этих двух величин, в недонапряженном режиме возрастает вследствие роста напряжения, а в перенапряженном режиме падает из-за резкого уменьшения анодного тока. Следовательно, можно заключить, что генерируемая мощность достигает максимума в граничном режиме. Потребляемая мощность с увеличением сопротивления нагрузки монотонно падает в соответствии с изменением постоянной составляющей анодного тока. Интересно отметить, что последнее свойственно только генераторам при нелинейном режиме их работы; в режиме А постоянная составляющей анодного тока не зависит от нагрузки.

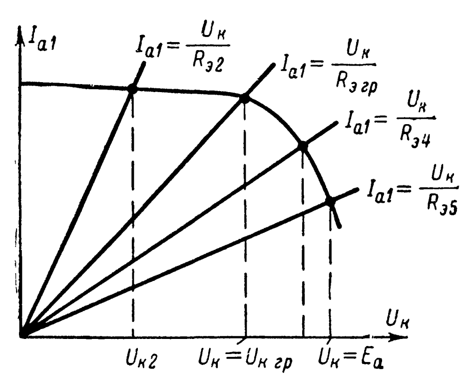


Рис. 10-11. Определение напряжения и тока при данном сопротивлении нагрузки.

На основании полученных зависимостей можно найти закон изменения к. п. д. генератора. До граничного режима он возрастает, поскольку генерируемая мощность растет, а потребляемая уменьшается. В области перенапряженного режима благодаря тому, что и генерируемая, и потребляемая мощности уменьшаются одновременно, к. п. д. остается почти неизменным. Мощность, рассеиваемая на аноде, равная разности между потребляемой и генерируемой мощностью, как непосредственно видно из рис. 10-12, с ростом сопротивления нагрузки монотонно уменьшается. Проведенное рассмотрение показывает, что для получения максимальной мощности при высоком к. п. д. следует использовать генератор в граничном режиме, когда $U_к = (0,8 \div 0,9)\ E_а$.

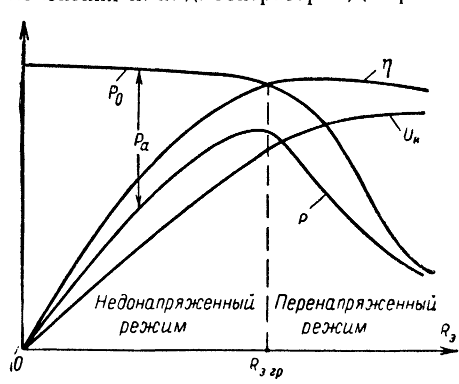


Рис. 10-12. Нагрузочные характеристики лампового генератора.

Рассмотрим теперь, как изменяется режим сеточной цепи с изменением нагрузки. С увеличением сопротивления нагрузки напряжение на ней растет, а минимальное напряжение, которое действует на

аноде в момент, когда на сетке максимальное напряжение (рис. 10-13), уменьшается. Поэтому происходит перераспределение электронного потока лампы в пользу сетки; ее ток растет сравнительно слабо в области недонапряженного и весьма резко в области перенапряженного режима. Одновременно растет и мощность возбуждения.

Если рассмотреть схему сеточной цепи генератора (рис. 10-14, *а*), то легко видеть, что постоянная составляющая сеточного

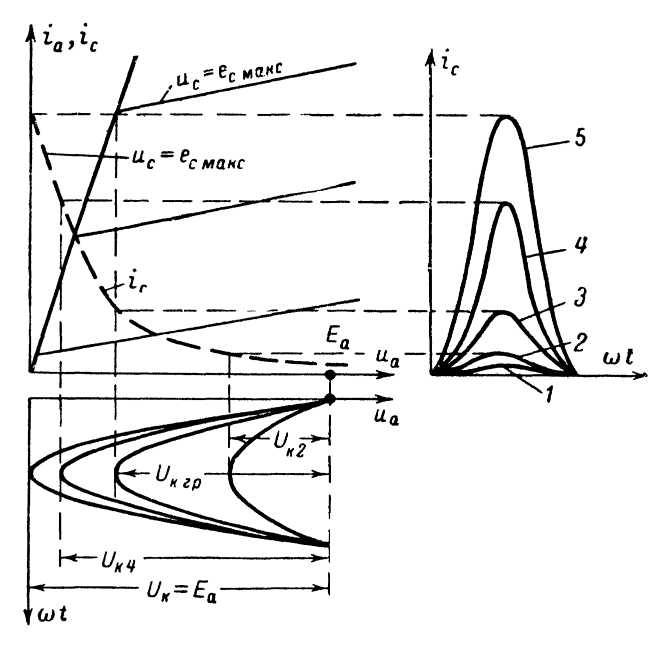


Рис. 10-13. Зависимость формы импульсов сеточного тока от амплитуды напряжения на контуре.

тока I_{c0} подзаряжает источник смещения E_c, на что тратится мощность

$$P_{c0} = I_{c0}E_c. \qquad (10\text{-}20)$$

Поскольку сеточный ток создается благодаря действию источника возбуждения, то и подзарядка источника смещения осуществляется за счет мощности $P_в$, затрачиваемой возбудителем. Остаток этой мощности рассеивается в виде тепла на сетке

$$P_c = P_в - P_{c0}. \qquad (10\text{-}21)$$

Из проведенного рассмотрения вытекает, что при малом сопротивлении нагрузки (в недонапряженном режиме) следует опасаться перегрева анода, а при большом сопротивлении нагрузки (в области перенапряженного режима) — перегрева сетки лампы. В триодах

эта опасность грозит управляющей, а в тетродах и пентодах экранирующей сеткам, на которые подается значительный положительный потенциал.

Все сказанное выше относится к генераторам, у которых смещение создается специальным источником и не меняется с изменением режима. Однако такой метод создания смещения используется в общем довольно редко. И в самом деле, зачем ставить источник напряжения, если его энергия не используется? Поэтому часто его заменяют ячейкой из параллельно соединенных сопротивления $R_с$ и конденсатора $C_с$ (рис. 10-14, *б*). Постоянная составляющая сеточного тока $I_{с0}$, проходя через сопротивление $R_с$, создает на нем падение напряжения

$$E_с = -I_{с0}R_с, \tag{10-22}$$

которое и действует как отрицательное напряжение на сетке относительно катода.

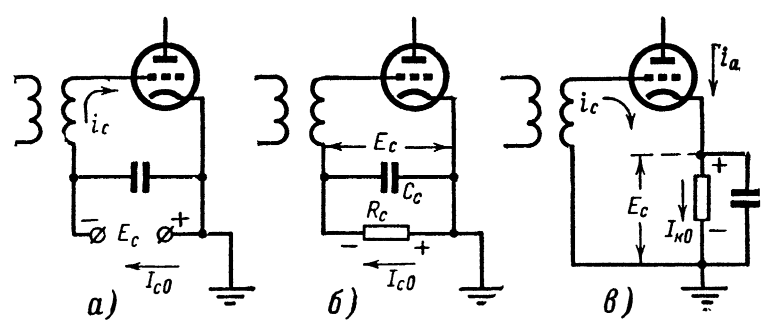


Рис. 10-14. Методы создания отрицательного напряжения смещения на управляющей сетке лампы генератора.

а — включение источника смещения; *б* — сеточное смещение; *в* — катодное смещение.

Переменные составляющие сеточного тока, проходя через конденсатор $C_с$ достаточно большой емкости, не создают заметного падения напряжения на нем, и можно считать, что напряжение на ячейке практически постоянно. Такую элементарную ячейку называют **цепочкой автоматического смещения**. Необходимо отметить, что она обладает рядом интересных особенностей, влияющих на работу генератора. При изменении режима работы последнего изменяется сеточный ток, поэтому и смещение не остается неизменным. В то же время независимый источник смещения, обладающий малым внутренним сопротивлением, поддерживает смещение постоянным независимо от режима генератора.

В ряде случаев использование цепочки автоматического смещения полезно. Так, например, если из-за изменения питающих напряжений режим генератора станет более напряженным, то ток сетки возрастет, смещение увеличится и напряженность режима несколько уменьшится. Иными словами цепочка будет стабилизировать напряженность режима. Однако иногда ее действие может привести и к нежелательным эффектам. Например, если анодный контур расстроится,

то напряжение на нем уменьшится, а остаточное напряжение на аноде $e_{а.мин} = E_а - U_к$ возрастет, в результате чего анодный ток увеличится, а сеточный ток упадет, что в свою очередь приведет к уменьшению смещения и дополнительному росту анодного тока и это может привести к перегреву анода.

Для устранения подобных неприятностей часто используют цепочку катодного смещения (рис. 10-14, *а*). По своему принципу действия она аналогична цепочке сеточного автоматического смещения, но смещение здесь создается за счет постоянной составляющей катодного тока. Поскольку последний представляет собой суммарный ток всех электродов лампы, то величина его не зависит от напряженности режима.

Часто используются комбинированные схемы, в которых смещение создается одновременно за счет сеточного и катодного токов. Такие комбинированные схемы позволяют получить большую устойчивость режима.

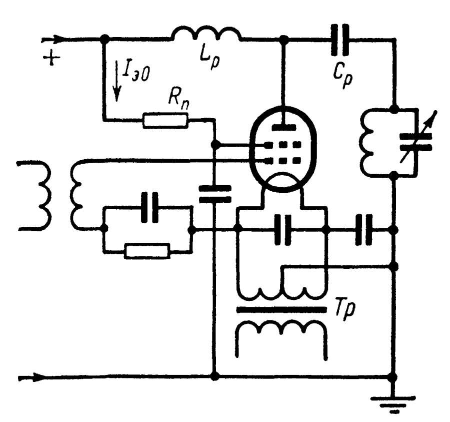


Рис. 10-15. Схемы питания электродов генераторных ламп.

На работу генератора оказывает влияние также способ питания других электродов его лампы. В рассмотренных выше схемах питание анода ламп осуществлялось через контур генератора, что опасно, если оператор в процессе эксплуатации должен перестраивать контур. Такая схема питания анода получила название последовательной. Для обеспечения безопасности оператора в генераторах с напряжениями свыше 250 *в* обычно используют параллельную схему питания анода (рис. 10-15). В ней контур отделен от анода разделительным конденсатором $C_р$ достаточно большой емкости, представляющим практически короткое замыкание для токов высокой частоты. Источник же анодного напряжения включен через разделительную катушку $L_р$ (дроссель), предотвращающую замыкание токов высокой частоты через цепь питания. Сопротивление дросселя $L_р$ для первой гармоники анодного тока должно примерно в десять раз превышать величину эквивалентного сопротивления контура. Поскольку же последнее измеряется тысячами ом, то дроссель должен иметь довольно большое число витков.

Защитная сетка пентодов соединяется по постоянному току с катодом или же на нее подается небольшое положительное напряжение (обычно с потенциометра в общей цепи питания). На экранирующую сетку лампы подается значительное положительное напряжение, соизмеримое с анодным, поэтому чаще всего ее питают от анодного источника через поглотительное сопротивление $R_п$. Постоянная составляющая тока экранирующей сетки $I_{э0}$ создает на поглотитель-

ном сопротивлении падение напряжения $U_п = I_{э0}R_п$, поэтому на экранирующую сетку подается напряжение

$$U_э = E_а - I_{э0}R_п. \qquad (10\text{-}23)$$

При таком способе питания изменение напряженности режима так же, как и при сеточном автоматическом смещении, приводит к изменениям напряжения на экранирующей сетке, которые оказывают стабилизирующее воздействие на режим работы генератора.

Накал лампы чаще всего осуществляется от понижающего трансформатора *Тр*, один из концов или средняя точка вторичной обмотки которого заземляется. Последнее обстоятельство всегда надо иметь в виду потому, что катод ламп в некоторых схемах находится под напряжением высокой частоты относительно земли. В этих случаях необходимо в цепь накала ставить высокочастотные дроссели. В относительно мощных генераторах на лампах прямого накала токи высокой частоты, неравномерно обтекая нить, могут создать на ее выводах значительную разность потенциалов. Чтобы исключить возможность электрического пробоя между ними, выравнивают высокочастотный потенциал выводов, соединяя их через конденсатор.

10-3. ГЕНЕРАТОРЫ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Генераторы с самовозбуждением отличаются от генераторов с внешним возбуждением наличием цепи обратной связи. На рис. 10-16 изображена схема генератора с самовозбуждением, в котором обратная связь осуществляется через трансформатор, связывающий анодную и сеточную цепи лампы.

Наличие обратной связи создает возможность для возбуждения в схеме устойчивых колебаний без воздействия внешнего источника. Это может вызвать недоумение: если бы в контуре в начальный момент существовали колебания, то из-за наличия обратной связи на сетке лампы возникло бы напряжение возбуждения и благодаря усилительным свойствам генератора колебания в данной замкнутой системе продолжались бы неограниченно долго. Но ведь в момент включения генератора этих колебаний нет!?

Рис. 10-16. Схема автогенератора с трансформаторной обратной связью.

Рассеять это недоумение позволяет нам гармонический анализ. В момент включения во всех цепях генератора проходят кратковременные импульсы токов, заряжающих емкости схемы. Из § 2-5 нам известно, что одиночный импульс образует сплошной спектр колебаний, одно из которых поэтому обязательно совпадает с собственной частотой колебательной системы генератора. Колебание возбудит контур, и по цепи обратной связи на сетку лампы поступит напряжение данной частоты. Под действием его анодный ток лампы станет изменяться с той же частотой, переменная составляющая его проходя через контур, будет усиливать возникшие в нем колебания. Амплитуда их будет нарастать до тех пор, пока энергия, приносимая в контур, не сравняется с энергией возрастающих потерь, после чего в схеме установятся колебания с постоянной амплитудой. Этот процесс

называется самовозбуждением генератора. Поскольку генератор здесь является автономной системой (лишенной внешних воздействий), то его называют также автогенератором, а колебания в нем — автоколебаниями.

Следует отметить, что описанная выше картина самовозбуждения автогенератора представлена несколько упрощенно. На самом деле, для того чтобы все происходило подобным образом, необходимо выполнить некоторые условия. Во-первых, для того чтобы первичное слабое напряжение на контуре усиливалось, необходимо, чтобы переменная составляющая анодного тока создавала на контуре падение напряжения, совпадающее по фазе с первичным, т. е. сумма всех фазовых сдвигов, накапливающихся при обходе замкнутой автоколебательной системы, должна быть равна нулю или целому числу 2π *рад*. Это требование называют фазовым условием самовозбуждения, или условием баланса фаз автогенератора. Поскольку фазовые сдвиги при данных параметрах схемы зависят от частоты, то это условие определяет частоту генерируемых колебаний.

Второе условие в общем виде можно сформулировать следующим образом: первичные колебания в схеме будут нарастать, если мощность подводимых к контуру колебаний будет больше мощности потерь в нем. Это условие выполняется в схеме при определенных условиях.

Согласно расчетным соотношениям, полученным в гл. 8, первая гармоника анодного тока

$$I_{a1} = S\,(U_c + DU_a), \qquad (10\text{-}24)$$

где S — крутизна характеристики лампы;
U_c — амплитуда напряжения на сетке;
U_a — амплитуда напряжения на аноде;
D — проницаемость лампы.

Напряжение на сетке лампы пропорционально напряжению на контуре

$$U_c = kU_к, \qquad (10\text{-}25)$$

где k — коэффициент обратной связи, показывающий какая доля напряжения на контуре подается по цепи обратной связи на сетку.

Переменное напряжение на аноде лампы противофазно напряжению на контуре (см. рис. 10-3), т. е.

$$U_к = -U_a. \qquad (10\text{-}26)$$

Подставив выражения (10-25) и (10-26) в формулу (10-24), получим:

$$I_{a1} = SU_к\,(k - D). \qquad (10\text{-}27)$$

Напряжение, создаваемое этим током на контуре,

$$U'_к = I_{a1}R_э = SU_к\,(k-D)\,R_э, \qquad (10\text{-}28)$$

где $R_э$ — эквивалентное сопротивление контура, а $U'_к$ — напряжение, возникшее при срабатывании схемы под действием напряжения $U_к$. Если подводимая к контуру мощность больше потерь в нем, то

$$U'_к > U_к \qquad (10\text{-}29)$$

и колебания будут нарастать.

Подставив формулу (10-28) в условие (10-29), получим:

$$SR_э (k - D) > 1 \tag{10-30}$$

или в другом виде

$$k > \frac{1}{SR_э} + D. \tag{10-31}$$

Отсюда видно, что для самовозбуждения генератора необходимо, чтобы коэффициент обратной связи превышал некоторое критическое значение, которое тем больше, чем меньше крутизна лампы и эквивалентное сопротивление контура и чем больше проницаемость лампы. Это условие самовозбуждения называется амплитудным.

Для получения высокого к. п. д. генератора нужно, чтобы он работал в режиме В или С, а для этого на сетку лампы следует подать отрицательное смещение $-E_c$, запирающее лампу в отсутствие напряжения возбуждения. Но тогда первичные небольшие по амплитуде колебания не могут отпереть лампу (рис. 10-17), и генератор не возбудится. Для самовозбуждения генератора тогда необходимо иметь в первый же момент включения в контуре колебания значительной амплитуды (подобный режим самовозбуждения принято называть «жестким»), а это обычно не происходит. Поэтому для возбуждения колебаний в генераторе от самых малых первичных толчков нужно, чтобы в начальный момент лампа была отперта и работала на участке с максимальной крутизной, как это следует из выражения (10-31). Для этого нужно устанавливать либо нулевое, либо очень малое смещение, но при этом генератор будет иметь очень низкий к. п. д.

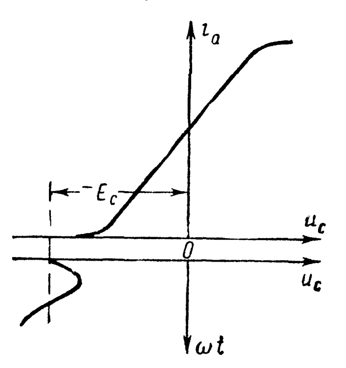


Рис. 10-17. Напряжение смещения на управляющей сетке лампы в режиме С.

Возникающее противоречие между требованием получения высокого к. п. д. и легкого, или, как принято говорить, «мягкого», самовозбуждения можно устранить, применив цепочку сеточного автоматического смещения. В момент включения, когда колебаний еще нет, нет напряжения и на сетке, нет сеточных токов, следовательно, и нет смещения; поэтому лампа работает на участке с большой крутизной (рис. 10-18) и генератор легко возбуждается По мере нарастания амплитуды колебаний растет напряжение возбуждения, увеличивается сеточный ток и смещение, создаваемое цепочкой R_cC_c. В установившемся режиме на сетке лампы создается достаточно большое смещение и генератор работает в режиме В или С с высоким к. п. д. Благодаря подобному действию цепочки автоматического смещения она используется практически во всех автогенераторах.

Разберем теперь более подробно, чем определяется прекращение нарастания колебаний в схеме и переход к установившемуся состоянию с постоянными амплитудами. Рассматривая рис. 10-18, можно заметить, что увеличение смещения в процессе возбуждения генератора приводит к тому, что все бóльшая и бóльшая часть периода пере-

менного напряжения на сетке u_c приходится на участки характеристики лампы, где ее крутизна либо сильно уменьшена, либо равна нулю. Поэтому нужно уже говорить о некоторой «средней» крутизна лампы, которая с появлением отсечки уменьшается. Например, в режиме В половину периода лампа заперта, поэтому средняя крутизна в 2 раза меньше статической крутизны отпертой лампы. Уменьшение средней крутизны ведет к падению амплитуды первой гармоники анодного тока и мощности, подводимой к контуру.

С другой стороны, увеличение амплитуды напряжения на сетке и сеточного тока приводит к росту мощности возбуждения лампы, которая отбирается из контура. Но при этом возрастают потери, вно-

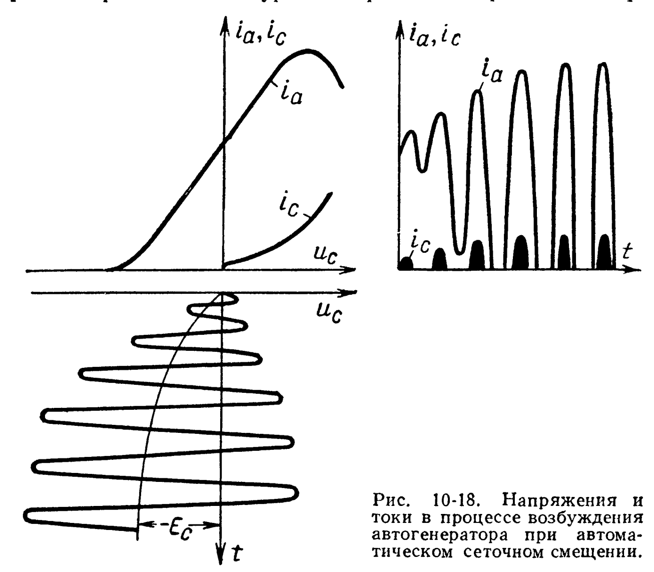


Рис. 10-18. Напряжения и токи в процессе возбуждения автогенератора при автоматическом сеточном смещении.

симые в контур, и уменьшается его эквивалентное сопротивление. Увеличение напряжения возбуждения сверх некоторого значения может привести к прекращению нарастания анодного тока либо вследствие достижения насыщения, либо из-за перехода в перенапряженный режим, когда содержание первой гармоники уменьшается, вследствие искажения формы импульсов, а это также следует рассматривать как уменьшение средней крутизны лампы.

Нарастание колебаний в схеме прекращается, когда наступает баланс подводимой к контуру и расходуемой в нем мощности; об этом свидетельствует равенство первичного напряжения на контуре и напряжения, возникшего под его воздействием в результате срабатывания схемы:

$$U'_к = U_к, \qquad (10\text{-}32)$$

откуда, учитывая соотношение (10-28), получаем:

$$k = \frac{1}{S_{ср} R_э} + D. \qquad (10\text{-}33)$$

Полученное соотношение выражает условие установления амплитуды колебаний в схеме. Поскольку оно отражает баланс энергий в автоколебательной системе, его обычно называют у р а в н е н и е м б а л а н с а а м п л и т у д.

Таким образом, стационарный (установившийся) режим автогенератора определяется условиями баланса фаз и баланса амплитуд. Первое определяет частоту генерируемых колебаний, а второе — их амплитуду. Надо заметить, что это положение справедливо не только для ламповых, но и для всех других автогенераторов, в которых

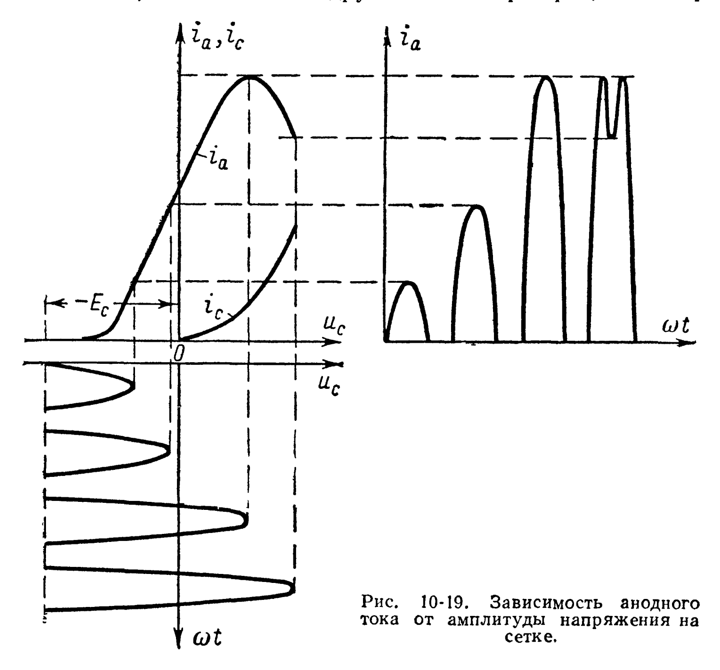


Рис. 10-19. Зависимость анодного тока от амплитуды напряжения на сетке.

осуществляется обмен энергией между колебательной системой и электронным потоком.

Вы можете спросить — хорошо, амплитуду установившихся колебаний при выбранном значении коэффициента обратной связи мы можем узнать из уравнения (10-33), но как нужно выбирать этот коэффициент и какое влияние тот или иной выбор окажет на амплитуду колебаний в схеме? Ответ на этот вопрос можно получить из рассмотрения так называемых «колебательных характеристик» генераторов. Происхождение их основано на том, что мы всегда можем представить автогенератор как генератор с внешним возбуждением, вход и выход которого соединен линией обратной связи.

К о л е б а т е л ь н ы м и х а р а к т е р и с т и к а м и называют зависимости первой гармоники анодного тока генератора с разорванной цепью обратной связи от напряжения возбуждения, снятые при некоторых постоянных смещениях на сетке E_c. При $E_c = 0$

лампа отперта, и увеличение переменного напряжения на ее сетке создает пропорциональное возрастание первой гармоники анодного тока, пока рост сеточного тока не прекратит этот процесс; затем первая гармоника анодного тока будет даже уменьшаться из-за появления провалов в импульсах.

Если повторить тот же опыт, но подать небольшое отрицательное смещение на сетку — E_{c1} (рис. 10-19), то вначале нарастание анодного тока будет замедлено из-за криволинейности нижнего участка характеристики лампы, затем наступит более быстрое нарастание, которое прекратится и сменится спаданием при переходе в перенапряженный режим. Благодаря наличию смещения это наступит при большем напряжении возбуждения, чем в первом случае. Еще более ярко те же изменения проявятся при дальнейшем увеличении смещения ($-E_{c2}, -E_{c3}$ и т. д.). В результате таких опытов будут получены зависимости, изображенные на рис. 10-20.

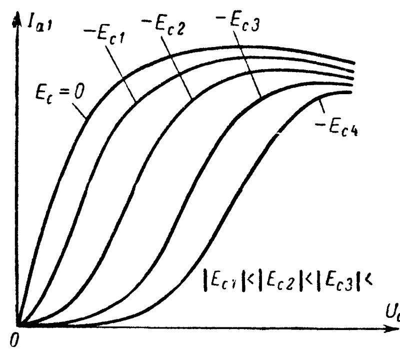


Рис. 10-20. Колебательные характеристики автогенератора.

А теперь вспомним, что благодаря наличию обратной связи в автогенераторе существует и обратная зависимость: чем больше первая гармоника анодного тока, тем больше напряжение на контуре и пропорциональное ему напряжение возбуждения:

$$U_c = kU_к = kI_{a1}R_э. \quad (10\text{-}34)$$

Если изобразить эти зависимости в координатах (I_{a1}, U_c), принятых для графиков колебательных характеристик, то они будут иметь вид семейства прямых, выходящих из начала координат, наклон которых тем больше, чем больше коэффициент обратной связи, т. е.

$$I_{a1} = \frac{U_c}{kR_э}.$$

Точка пересечения прямой обратной связи с колебательной характеристикой (рис. 10-21) определяет величину первой гармоники анодного тока и напряжение на сетке, которые удовлетворяют обеим зависимостям; они и устанавливаются в схеме при данном коэффициенте обратной связи и смещении.

Из рассмотрения рис. 10-21 видно, что при $k < k_{кр}$ прямые обратной связи не пересекают колебательные характеристики, что свидетельствует о невозможности самовозбуждения генератора. При $k > k_{кр}$ самовозбуждение становится возможным, но в ряде случаев получаются три точки (*1*, *2* и *3*) пересечения колебательных характеристик. Какая же из них определяет стационарное состояние генератора?

Легко показать, что точка *2* будет неустойчивой. Действительно, допустим, что в силу каких-то случайных причин напряжение на сетке возросло от U_{c2} до U'_{c2}. Это приведет к увеличению анодного

тока до I'_{a1}, но по характеристике обратной связи можно видеть, что напряжение на сетке станет тогда $U''_{c2} > U'_{c2}$ и т. д. Ток и напряжения будут быстро нарастать до значений I'''_{a1} и U_{c3}, которые окажутся устойчивыми потому, что увеличение одного из них приводит к уменьшению другого. Аналогично можно убедиться, что малейшее уменьшение тока или напряжения в точке *2* приведет к быстрому переходу генератора в состояние, соответствующее точке *1*, т. е. к срыву колебаний.

Из тех же построений видно, что увеличение коэффициента обратной связи от $k_{кр}$ сначала приводит к росту амплитуды анодного тока и напряжения на сетке, затем рост прекращается и даже наступает

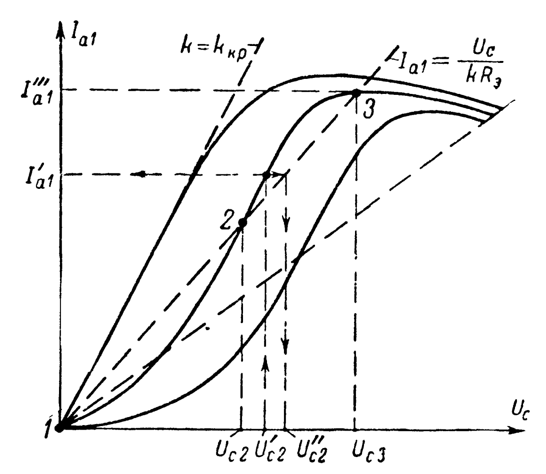


Рис. 10-21. Определение стационарного режима по колебательным характеристикам.

некоторый спад анодного тока из-за перехода генератора в перенапряженный режим. Следовательно, для возбуждения генератора необходимо установить обратную связь, превышающую некоторое критическое значение, однако выбирать ее очень большой также нецелесообразно, так как это приводит не к увеличению, а к снижению мощности генератора. Оптимальную обратную связь устанавливают расчетным или опытным путем.

В большинстве ламповых автогенераторов отсутствует специальный орган обратной связи, роль которого выполняла катушка связи в рассмотренной выше схеме (рис. 10-16). Напряжение на сетку лампы просто снимается с одного из элементов колебательной системы путем непосредственного присоединения к нему участка сетка — катод лампы. Следовательно, в таких генераторах лампа присоединяется к колебательной системе тремя точками: анодом, катодом и сеткой. Поэтому такие генераторы получили название т р е х т о ч е ч н ы х.

Для удобства изучения многочисленных схем трехточечных генераторов познакомимся с их основными общими свойствами. Сопротивление части колебательной системы, включенной между анодом и като-

дом лампы (рис. 10-22), будем обозначать X_1, между катодом и сеткой — X_2 и между сеткой и анодом — X_3 (активными составляющими, как правило, можно пренебрегать по сравнению с реактивными). В общем случае эти сопротивления могут представлять собой эквивалентные параметры любой сложной цепи. Будем также считать, что они включают в себя все паразитные параметры схемы (индуктивности выводов, междуэлектродные емкости лампы и др.).

Колебания в генераторе могут возникнуть только на собственной частоте его колебательной системы. Напомним, что при собственных колебаниях в системе происходят периодические переходы запасаемой магнитной энергии в электрическую и наоборот. Запасы этих энергий одинаковы, поэтому система без потерь не потребляет энергии. В ней протекает кольцевой ток, для которого в силу отмеченных особенностей сумма реактивных сопротивлений равна нулю:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \qquad (10\text{-}35)$$

Поскольку все реактивные сопротивления зависят от частоты, то условие (10-35) определяет частоты колебаний, которые могут возбудиться в генераторе. Таких частот может быть одна, две, три,... и в общем случае сколько угодно в зависимости от вида колебательной системы.

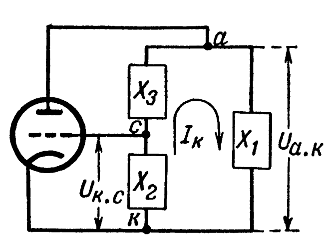


Рис. 10-22. Обобщенная схема трехточечного автогенератора.

Напряжение между анодом и катодом можно определить как произведение тока $I_к$ в колебательной системе на сопротивление элемента X_1, включенного между этими электродами:

$$U_{а.к} = I_к X_1. \qquad (10\text{-}36)$$

Напряжение между катодом и сеткой

$$U_{к.с} = I_к X_2. \qquad (10\text{-}37)$$

Напряжение же возбуждения, наоборот, отсчитывается от сетки к катоду:

$$U_{с.к} = -U_{к.с} = -I_к X_2. \qquad (10\text{-}38)$$

Из выражений (10-36) и (10-38) вытекает, что

$$U_{с.к} = -U_{а.к}\frac{X_2}{X_1}. \qquad (10\text{-}39)$$

Из графиков на рис. 10-3 следует, что для пополнения энергии в контуре напряжение возбуждения должно быть в противофазе по отношению к напряжению между анодом и катодом. Это будет выполнено, если отношение

$$\frac{X_2}{X_1} > 0. \qquad (10\text{-}40)$$

Из выражения (10-39) также следует, что это отношение выражает собой коэффициент обратной связи генератора:

$$\frac{X_2}{X_1} = -\frac{U_{с.к}}{U_{а.к}} = k. \qquad (10\text{-}41)$$

Условие (10-40) выполняется, если одновременно сопротивления X_2 и X_1 либо отрицательны, либо положительны; для выполнения же условия (10-35) сопротивление X_3 должно иметь обратный им знак.

Рассмотрим теперь, к каким возможным схемам автогенераторов можно прийти на основании данных выводов. Если $X_1 > 0$, $X_2 > 0$, а $X_3 < 0$, то эквивалентная схема автогенератора принимает вид, изображенный на рис. 10-23, *а*. Такая схема получила название **индуктивного трехточечного автогенератора**. Если же $X_1 < 0$, $X_2 < 0$, $X_3 > 0$, то эквивалентная схема автогенератора принимает вид, показанный на рис. 10-23, *б*. Эта схема получила название **ёмкостного трехточечного автогенератора**.

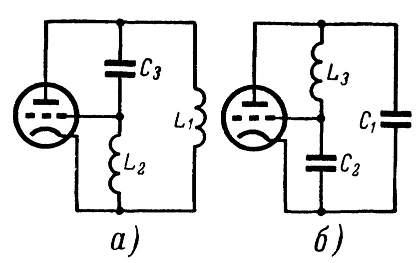


Рис. 10-23. Схемы одноконтурных трехточечных автогенераторов.

а — индуктивный трехточечный автогенератор; *б* — емкостный трехточечный автогенератор.

Уяснение общих условий самовозбуждения и свойств автогенераторов позволяет нам легче разобраться в схемах и особенностях работы практических автогенераторов.

Одноконтурные автогенераторы

Наиболее просты те схемы автогенераторов, в которых сопротивления X_1, X_2 и X_3 образуют один колебательный контур. Такие генераторы называют **одноконтурными**. На рис. 10-24, *а*

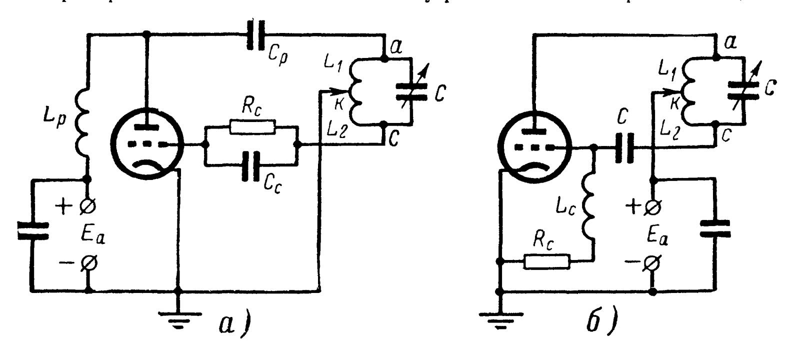


Рис. 10-24. Практические схемы автогенераторов с автотрансформаторной обратной связью.

изображена практическая схема индуктивного одноконтурного автогенератора. Индуктивности L_1 и L_2 в ней представлены участками одной катушки, с части которой как с автотрансформатора снимается напряжение на сетку лампы. Поэтому данную схему часто называют

генератором с автотрансформаторной обратной связью.

Следует обратить внимание на то, что точка k присоединения катода должна лежать между точками a и c присоединения анода и сетки. Только в этом случае соблюдается правильная фазировка схемы (напряжение на сетке меняется противофазно напряжению на аноде). Если поменять местами точки присоединения катода и сетки, то схема самовозбуждаться не будет. На эквивалентной схеме это отразится согласно принятым определениям тем, что теперь роль сопротивления X_1 будет выполнять конденсатор C, а сопротивления X_2 и X_3 будут представлены участками катушки L_1 и L_2. Такая схема не должна возбуждаться, поскольку коэффициент обратной связи $k = (-\omega C)(\omega L_2) < 0$.

Цепь постоянной составляющей сеточного тока в схеме на рис. 10-24, *а* замыкается через часть катушки L_2. При такой последовательной схеме включения цепи автоматического смещения неизбежно применение параллельной схемы питания анода,

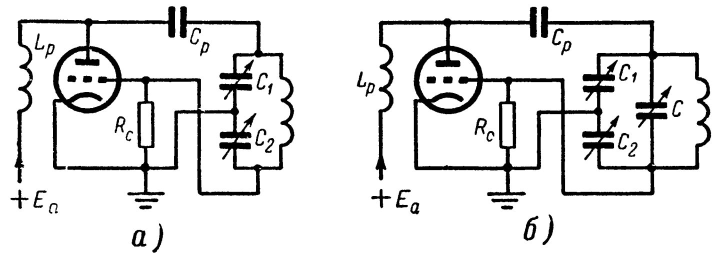


Рис 10-25. Практические схемы автогенераторов с емкостной обратной связью.

так как иначе анодное напряжение попадет на сетку. Этого можно избежать, если применить параллельную схему автоматического смещения (рис. 10-24, *б*).

Регулирование обратной связи достигается перемещением точки c по катушке. Изменение положения точки k приводит одновременно к изменению коэффициента обратной связи и коэффициента включения контура, т. е. к изменению эквивалентного сопротивления нагрузки для лампы. Изменение частоты генерации достигается чаще всего изменением емкости конденсатора C.

С помощью таких схем удается изменять плавно частоту с перекрытием $k_f = F_{макс}/F_{мин}$, равным нескольким единицам. Поэтому такие генераторы получили широкое распространение в диапазонах длинных и средних волн. На частотах выше 10 *Мгц* индуктивность катушек настолько уменьшается, что в них остается всего несколько витков. Из-за этого регулирование обратной связи становится весьма грубым и поэтому на указанных частотах целесообразнее перейти на другие схемы автогенераторов.

На рис. 10-25, *а* изображена практическая схема емкостного трехточечного автогенератора. Напряжение обратной связи здесь снимается с конденсатора C_2. Такой генератор может работать только при параллельных схемах автоматического смещения и питания анода. Неудобство данной схемы по сравнению с предыдущей заключается в том, что изменение обратной связи путем изменения емкости конден-

сатора C_2 неизбежно приводит к изменению частоты генератора. Чтобы уменьшить это влияние, емкости конденсаторов C_1 и C_2 выбирают минимальными, а настройку производят дополнительным конденсатором большей емкости C (рис. 10-25, *б*). Этот генератор также хорошо работает на длинных и средних волнах. На более коротких волнах паразитные емкости схемы (междуэлектродные емкости лампы, монтажные емкости) становятся соизмеримыми с емкостями контура, что затрудняет регулирование обратной связи и сужает рабочий диапазон частот генератора.

Основные достоинства одноконтурных генераторов — простота устройства, однозначность настройки, широкий диапазон перестройки. Основной же недостаток их заключается в том, что единственный контур, определяющий рабочую частоту, служит также нагрузкой генератора, в которой выделяется генерируемая мощность, и он же связывается с внешними потребителями энергии. Мощность, выделяемая в контуре, превращается в тепло, детали контура изменяют свои размеры и электрические параметры, что приводит к уходу частоты генератора. Внешние потребители энергии вносят в контур переменные реактивные сопротивления и тоже изменяют рабочую частоту генератора. Стабильность же частоты является важнейшим показателем качества его работы. Этот принципиальный недостаток может быть устранен только переходом к более сложным — двухконтурным или многоконтурным генераторам.

Двухконтурные автогенераторы

При введении в колебательную систему автогенератора второго контура появляется принципиальная возможность разделения между ними функций стабилизации частоты, с одной стороны, и выделения мощности и связи с нагрузкой — с другой. Проще всего эта задача

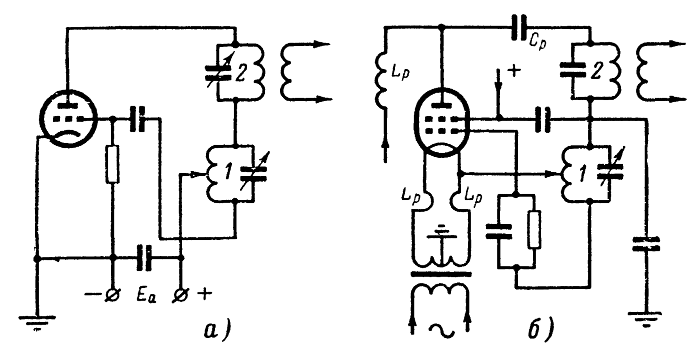


Рис. 10-26. Двухконтурный генератор с электронной связью
а — развязка контура, определяющего частоту от нагрузки с помощью дополнительного контура; *б* — практическая схема.

решается путем включения в анодную цепь любого из рассмотренных выше автогенераторов последовательно с основным дополнительного контура (рис. 10-26, *а*). Если эквивалентное сопротивление дополнительного контура *2* много больше эквивалентного сопротивления

контура *1*, определяющего частоту, то большая доля генерируемой мощности выделяется в контуре *2*; его и нужно связывать с внешним потребителем энергии. Первый контур, наоборот, на сколько возможно изолируют от всех внешних влияний (экранируют его, а в ряде случаев и помещают в термостат). Однако при использовании в генераторе триодов внешние влияния могут передаваться в контур *1* из контура *2* через емкость анод—сетка лампы.

Чтобы устранить эту емкостную связь, в генераторах данного типа применяют тетроды или пентоды (рис. 10-26, *б*), экранирующая сетка которых, заземленная по высокой частоте, практически уничтожает емкостную связь между контурами. Единственный вид связи, которую нельзя ликвидировать в этой схеме, — это связь за счет общего электронного потока, последовательно обтекающего контуры. Поэтому данная схема и получила название генератора с

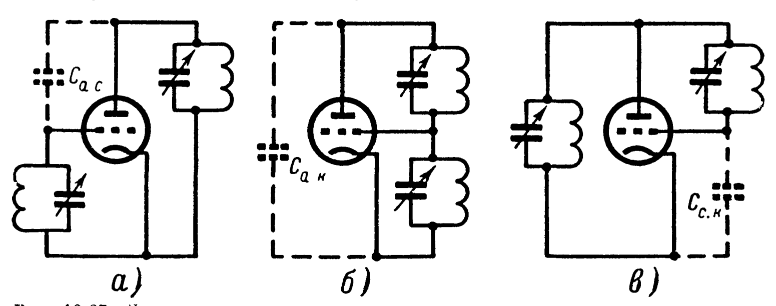


Рис. 10-27. Двухконтурные автогенераторы со связью контуров через междуэлектродные емкости лампы.

а — генератор с общим катодом; *б* — генератор с общей сеткой: *в* — генератор с общим анодом.

электронной связью. Вследствие того что экранирующая сетка и верхняя (по схеме) точка контура *1* заземлены, катод лампы находится под напряжением высокой частоты и его нельзя непосредственно заземлять. В лампах прямого накала для этого включают высокочастотные разделительные дроссели $L_р$ в цепь нити накала.

Интересной особенностью работы такого генератора является возможность при настройке контура *2* на одну из высших гармоник анодного тока получать повышенную частоту на выходе. При этом благодаря различной настройке контуров еще больше ослабляется их взаимное влияние и тем самым повышается стабильность частоты. Частотные же ограничения, свойственные рассмотренным выше одноконтурным генераторам, остаются в силе и для этого двухконтурного генератора.

В диапазонах коротких и ультракоротких волн основное распространение нашли двухконтурные автогенераторы, в которых связь между контурами осуществляется через одну из междуэлектродных емкостей лампы. Здесь уже два из трех сопротивлений X_1, X_2 и X_3, входящих в общую схему трехточечного автогенератора, представляют собой эквивалентные сопротивления контуров, а одно из них является сопротивлением связывающей их междуэлектродной емкости.

Схем, построенных по такому принципу, можно предложить три (рис. 10-27). В генераторе, схема которого изображена на рис. 10-27, *а*,

связь между контурами осуществляется через емкость $C_{а.с}$ лампы. Оба контура имеют общую точку, соединенную с катодом; в соответствии с этим схема получила название генератора с общим катодом. Обычно, чтобы иметь возможность заземлить роторы конденсаторов настройки обоих контуров, общую точку заземляют; в этом случае схему называют генератором с заземленным катодом.

В генераторе на рис. 10-27, *б* связь между контурами осуществляется через емкость $C_{а.к}$ лампы. По тому же признаку, что и в первом случае, эту схему называют генератором с общей (заземленной) сеткой.

Контуры в генераторе на рис. 10-27, *в* связываются через емкость $C_{с.к}$ лампы. Эту схему называют генератором с общим (заземленным) анодом.

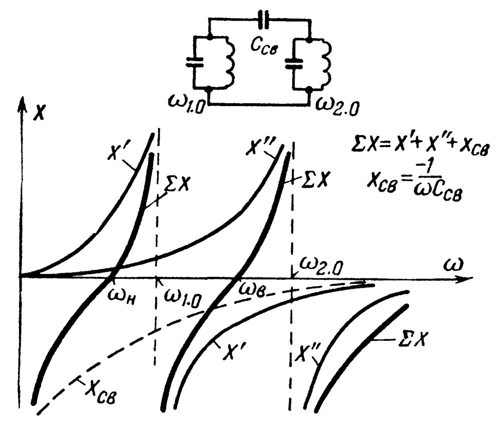


Рис. 10-28. К определению резонансных частот двух контуров, связанных через емкость.

Остановимся несколько подробнее на свойствах таких генераторов, поскольку они исключительно широко распространены в технике радиопередающих и радиоприемных устройств.

Система двух связанных контуров, как было показано в гл. 3, обладает двумя собственными частотами (их также называют частотами связи): нижней и верхней. Найдем их из графического решения уравнения (10-35). Для этого построим на одном графике зависимости всех сопротивлений от частоты и просуммируем их В гл. 2 было показано, что реактивное сопротивление параллельного контура уходит в бесконечность с разными знаками по обе стороны от резонансной частоты (см. рис. 2-39). Сопротивление же емкости связи монотонно убывает с частотой. Допустим, что один контур настроен на частоту $\omega_{1.0}$, а второй — на частоту $\omega_{2.0}$. Тогда ход реактивных сопротивлений элементов колебательной системы изобразится графиками, показанными на рис. 10-28.

Ход зависимости суммарного сопротивления не трудно понять; при $\omega \to 0$ преобладающее значение имеет сопротивление емкости связи, стремящееся к бесконечности с отрицательным знаком, а при

$\omega \to \omega_{1.0}$ преобладающее значение будет иметь положительное сопротивление первого контура, уходящее в бесконечность. Следовательно, в области от 0 до $\omega_{1.0}$ — частоты контура, настроенного на меньшую частоту, найдется такая частота $\omega_н$, при которой суммарное сопротивление пройдет через нуль; это определит нижнюю частоту связи. Аналогичные рассуждения позволяют заключить, что верхняя частота связи $\omega_в$, при которой суммарное сопротивление снова пройдет через нуль, лежит между собственными частотами контуров.

Теперь рассмотрим вопрос о том, какая из частот связи может возбудиться в двухконтурных генераторах. Для нижней частоты связи, лежащей ниже собственных частот обоих контуров, эквивалентные сопротивления последних имеют индуктивный характер. Для верхней же частоты связи, лежащей между собственными частотами контуров, эквивалентные сопротивления этих контуров имеют противоположный характер: у контура с меньшей собственной частотой — емкостный, а у контура с большей собственной частотой — индуктивный.

В схеме с общим катодом на месте сопротивлений X_2 и X_1 помещены контуры. Для выполнения фазовых условий самовозбуждения они должны иметь одинаковый знак. Следовательно, генератор может возбудиться на нижней частоте связи и не может возбудиться на верхней. Генератор возбуждается при этом по эквивалентной схеме индуктивного трехточечного генератора.

В схеме с общей сеткой роль сопротивления X_1 выполняет емкость $C_{а.к}$, следовательно, контур, помещенный на месте сопротивления X_2, должен быть эквивалентен емкости, что возможно, если частота связи, на которой происходит самовозбуждение, лежит выше его собственной частоты. Для этого генератор должен возбудиться на верхней частоте связи и контур, включенный на месте X_2 (между сеткой и катодом лампы), должен быть настроен на частоту ниже частоты второго контура, стоящего между анодом и сеткой. Генератор работает при этом по эквивалентной схеме емкостного трехточечного генератора.

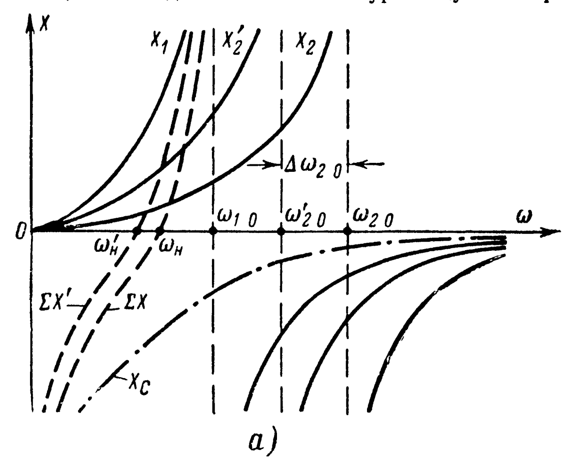
В генераторе с общим анодом на месте сопротивления X_2 помещена емкость $C_{с.к}$, следовательно, эквивалентное сопротивление контура X_1 должно иметь емкостный характер. Это возможно, если генератор возбуждается на верхней частоте связи и контур, включенный между анодом и катодом лампы, настроен на более низкую частоту, чем контур, включенный между анодом и сеткой. Генератор в этом случае возбуждается по эквивалентной схеме емкостного трехточечного генератора.

Теперь возникает вопрос: как следует регулировать схемы, чтобы добиться желаемого разделения функций между контурами. В генераторе с общим катодом основная мощность выделяется в контуре, включенном между анодом и катодом лампы, поэтому его следует связывать с нагрузкой. При этом схему надо отрегулировать так, чтобы частоту в основном определял другой контур (между катодом и сеткой), в котором выделяется малая мощность.

Очевидно, что на частоту связи оказывает основное влияние тот контур, который в наименьшей степени расстроен относительно нее. В этом случае частота лежит в области резких изменений эквивалентного сопротивления $X_э(\omega)$ данного контура, и перестройка его, как показывает выражение (10-35), в наибольшей степени изменит сумму реактивных сопротивлений всей системы, которая и определяет ча-

стоту. Это можно также уяснить из графиков на рис. 10-29, где показано изменение частоты генерации $\omega'_н$-$\omega_н$ сильно (рис. 10-29, *а*) и слабо (рис. 10-29, *б*) расстроенными контурами при одинаковом смещении их резонансных частот $\Delta\omega_{2.0} = \Delta\omega_{1.0}$.

Поскольку в генераторе с общим катодом возбуждается нижняя частота связи, то катодно-сеточный контур следует настраивать на



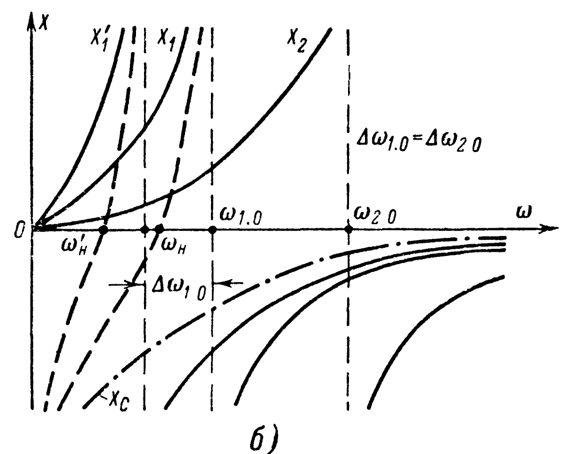


Рис. 10-29. Влияние перестройки контуров на нижнюю частоту связи системы двух связанных через емкость контуров.

а — перестраивается контур, настроенный на более высокую частоту; *б* — перестраивается контур, настроенный на более низкую частоту.

частоту более низкую, чем анодно-катодный. Чем больше взаимная расстройка этих контуров, тем меньше влияние анодно-катодного контура на частоту, но тем меньше и мощность, которая выделяется в нем.

В генераторе с общей сеткой также было бы желательно, чтобы частоту определял катодно-сеточный контур, поскольку в анодно-сеточном контуре выделяется основная мощность и его нужно связывать с нагрузкой. Однако, как будет показано далее, этот контур в данной схеме, шунтируемый малым входным сопротивлением лампы, оказывается низкодобротным и не может стабилизировать частоту генерации. Следовательно, в генераторе с общей сеткой не удается осуществить разделение функций между контурами, вследствие чего эта схема не применяется для получения высокой стабильности частоты.

В генераторе с общим анодом, где основная мощность выделяется в анодно-катодном контуре и возбуждается верхняя частота связи, желательно, чтобы частоту определял анодно-сеточный контур. Последнее достигается, если он настроен на более высокую частоту, чем анодно-катодный контур. Это согласуется с полученными выше условиями самовозбуждения.

Таким образом, мы убедились, что две из трех двухконтурных схем позволяют в значительной мере решить задачу о разделении функций между контурами и получить более высокую стабильность частоты, чем ее могут дать одноконтурные автогенераторы.

Проведенное выше рассмотрение процесса самовозбуждения ламповых генераторов позволяет нам обратиться теперь к очень важному вопросу об у с т о й ч и в о с т и у с и л е н и я генераторов с внешним возбуждением.

Если сравнить схемы генератора с внешним возбуждением (рис. 10-2, *а*) и автогенератора с общим катодом (рис. 10-27, *а*) и учесть наличие междуэлектродных емкостей лампы, то легко увидеть, что они не отличаются друг от друга. Это говорит о том, что при достаточной емкости $C_{а.\ с}$, связывающей анодную и сеточную цепи, большом усилении и определенной взаимной расстройке этих цепей могут создаваться условия для самовозбуждения генератора на частоте, отвечающей условию (10-35).

Вероятность возникновения автоколебаний, очевидно, тем больше, чем больше усиление генератора, так как тем меньше нужна при этом обратная связь для получения баланса энергий. Поэтому на практике и наблюдается, что по мере увеличения усиления вдруг наступает нарушение нормального режима работы генератора с внешним возбуждением и он переходит в режим автоколебаний. Тогда говорят, что генератор вышел из состояния устойчивого усиления («потерял у с т о й ч и в о с т ь»).

Очевидно, что для устранения этого явления следует всемерно уменьшать обратную связь через междуэлектродные емкости лампы. Эта задача решается в первую очередь применением в схеме четырехэлектродной лампы (тетрода), у которой между анодом и управляющей (первой) сеткой помещена экранирующая сетка. Последняя по высокой частоте через конденсатор достаточно большой емкости соединяется с катодом (рис. 10-30). Она экранирует анодную цепь от сеточной, и токи высокой частоты, вызванные напряжением на контуре, замыкаются через нее, а не через цепь управляющей сетки.

В настоящее время созданы тетроды, позволяющие производить устойчивое усиление вплоть до волн длиной 30—20 *см*. Однако на более коротких волнах и при большой мощности генераторов из-за ряда конструктивно-технологических трудностей тетроды пока не используются. В этих случаях для получения устойчивого усиления триодных генераторов М. А. Бонч-Бруевич предложил включать лампу по схеме с общей сеткой (рис. 10-31), в которой управляющая сетка играет роль экрана, разделяющего входную и выходную цепи. При таком включении обратная связь осуществляется через емкость $C_{а.\ к}$, которая в десятки и сотни раз меньше емкости $C_{а.\ с}$. Усилители с общей сеткой нашли самое широкое распространение в диапазонах коротких и ультракоротких волн.

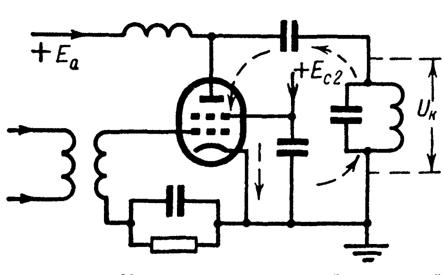


Рис. 10-30. Устранение паразитной емкостной связи анодной и сеточной цепей в тетродах.

Рассмотрим основные особенности усилителя с общей сеткой. Эти особенности являются следствием того, что в отличие от усилителя с общим катодом здесь через входную цепь протекает не только сеточный, но и анодный ток лампы (рис. 10-31), который во много раз больше сеточного. Поэтому мощность возбуждения этого усилителя

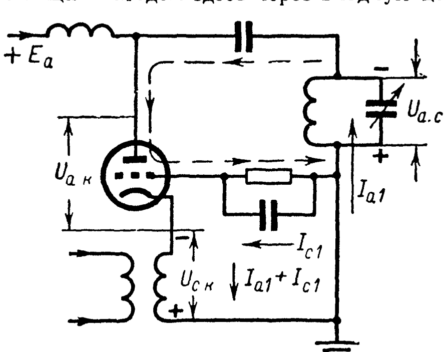


Рис. 10-31. Триодный усилитель с общей сеткой.

$$P_{в} = \frac{1}{2}(I_{a1} + I_{c1})\,U_{c} = \frac{1}{2}\,U_{c}I_{a1} + \frac{1}{2}\,U_{c}I_{c1} \qquad (10\text{-}42)$$

намного больше мощности возбуждения усилителя с общим катодом. Первое слагаемое этого выражения представляет собой дополнительную мощность возбуждения по сравнению с мощностью возбуждения генератора с общим катодом.

Однако не следует думать, что эта мощность теряется бесполезно. Согласно правилу Кирхгофа для замкнутой цепи можно, пользуясь обозначениями на рис. 10-31, написать:

$$U_{с.\ к} + U_{а.\ с} + U_{а.\ к} = 0. \qquad (10\text{-}43)$$

Знаки этих напряжений зависят от способа их отсчета. Если принять за напряжение $U_{а.\ с}$ падение напряжения на нагрузочном контуре:

$$U_{а.\ с} = I_{a1}\,R_{э}, \qquad (10\text{-}44)$$

то оно будет возрастать при положительном напряжении $U_{с.\,к}$ между сеткой и катодом. Примем за положительное направление обхода направление протекания анодного тока. Не трудно видеть, что напряжения $U_{а.\,с}$ и $U_{с.\,к}$ действуют навстречу друг другу (рис. 10-31), т. е. противофазно. Следовательно, из уравнения (10-43) мы получим:

$$U_{а.\,с} = U_{а.к} + U_{с.к}. \qquad (10\text{-}45)$$

Мощность в анодно-сеточном контуре

$$P = \frac{1}{2} I_{a1} U_{а.с} = \frac{1}{2} I_{a1} U_{а.к} + \frac{1}{2} I_{a1} U_{с.к}. \qquad (10\text{-}46)$$

Здесь первое слагаемое представляет собой мощность, отдаваемую лампой в нагрузку, а второе — ту добавочную мощность, которую потребляет схема от возбудителя. Следовательно, эта добавочная мощность передается от возбудителя на выход усилителя.

Большая мощность возбуждения является причиной значительного снижения коэффициента усиления по мощности, который обычно лежит в пределах от 6 до 20. Увеличение же тока во входной цепи приводит к уменьшению входного сопротивления генератора

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{с.к}}{I_{a1} + I_{c1}}, \qquad (10\text{-}47)$$

которое измеряется десятками или сотнями ом по сравнению с тысячами ом в схеме с общим катодом. Последнее полезно при построении широкополосных усилителей. Это же позволяет питать входную цепь через низкоомные коаксиальные фидеры.

10-4. ЛАМПОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Начиная с диапазона метровых волн и на более коротких волнах, в работе генераторов начинают проявляться особенности, которые приводят к необходимости изменения конструкций как ламп, так и колебательных систем.

Возрастание частоты колебаний приводит к уменьшению сопротивления междуэлектродных емкостей лампы. Например, переход от волны $\lambda = 100$ *м* к волне $\lambda = 1$ *м* вызывает падение емкостных сопротивлений в 100 раз, а переход к волне $\lambda = 10$ *см* — в 1 000 раз. Поэтому при тех же напряжениях на электродах в соответствующее число раз возрастают токи во вводах электродов лампы; тепловые же потери в них растут пропорционально квадрату токов и увеличиваются еще дополнительно с частотой из-за поверхностного эффекта. У первых сверхвысокочастотных ламп перегрев вводов приводил к растрескиванию баллона в местах спаев. Для устранения перегревов вводы таких ламп выполняют в виде толстых стержней, широких лент или металлических колец-дисков. Одновременно стремятся в максимальной степени уменьшать междуэлектродные емкости лампы.

С ростом частоты в сильной степени увеличиваются потери в диэлектриках, потому что при этом большее число раз в секунду происходит изменение поляризации их молекул. Участки баллона, разделяющие вводы электродов, находятся под действующими на них напряжениями и подвергаются высокочастотному нагреву. Стекло обладает довольно значительными потерями и плохо переносит повышение температуры. Поэтому приходится принимать особые

меры во избежание размягчения баллона, сохранения жесткости конструкции и уменьшения потерь. В настоящее время у большинства сверхвысокочастотных ламп стекло заменено особой керамикой, обладающей повышенной термостойкостью и малыми потерями.

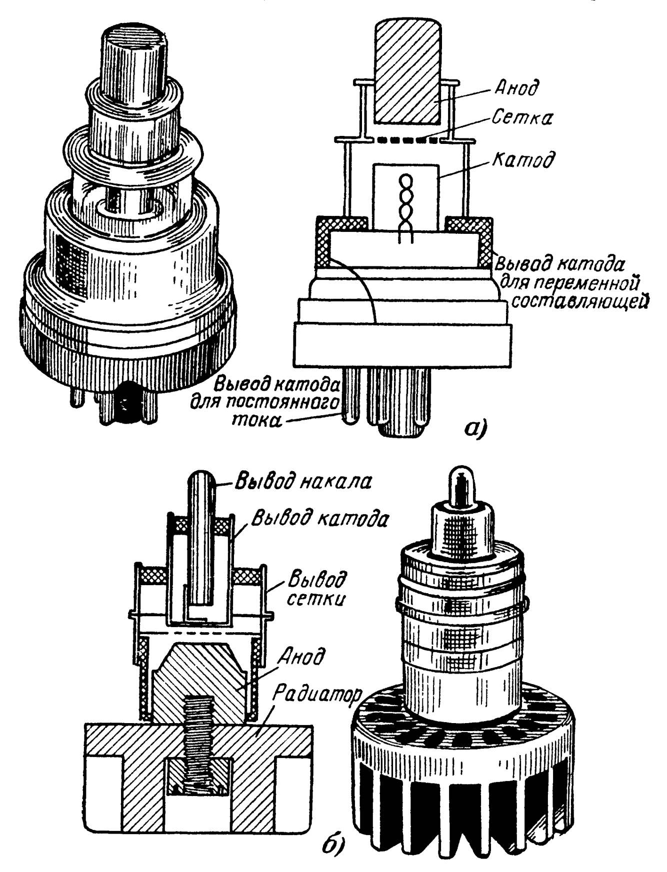


Рис. 10-32. Конструкции сверхвысокочастотных триодов.

а — маячковый металло-стеклянный триод малой мощности с дисковыми выводами; *б* — мощный металло-керамический триод с цилиндрическими выводами.

Наличие индуктивностей у вводов ламп приводит к невозможности использования сеток в качестве экранов, потому что из-за падения напряжения на индуктивных сопротивлениях вводов сетки не могут иметь потенциал катода. Чтобы уменьшить их индуктивность, переходят к плоским конструкциям.

Типичные конструкции стеклянных и металло-керамических сверхвысокочастотных триодов с плоскими электродами, дисковыми

и ленточными выводами приведены на рис. 10-32. Некоторые их особенности можно будет уяснить после знакомства со спецификой работы сверхвысокочастотных колебательных систем.

С увеличением частоты индуктивность и емкость контура должны уменьшаться. Это приводит к тому, что в диапазоне метровых волн конденсаторы состоят всего из двух-трех пар небольших пластин, а катушки индуктивности — из нескольких витков. При конструировании контура всегда стремятся к всемерному уменьшению емкости, чтобы иметь возможность увеличить индуктивность, а следовательно, повысить характеристическое сопротивление

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Это важно для получения достаточно большого эквивалентного сопротивления нагрузки $R_э = Q\rho$, необходимого для ламповых генера-

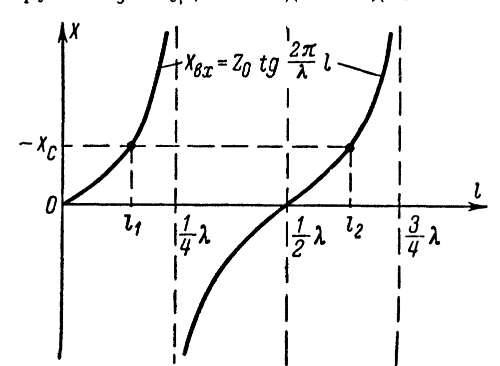


Рис 10-33. Определение резонансной длины отрезка короткозамкнутой линии с емкостью на входе

торов. Поэтому уже в диапазоне метровых волн часто отказываются от внешних конденсаторов и используют только междуэлектродные емкости лампы, а настройку производят изменением индуктивностей. Конструктивно наиболее удобно это решается применением в качестве индуктивностей отрезков короткозамкнутых длинных линий.

В гл. 5 было показано, что короткозамкнутые линии с длиной менее $\lambda/4$ имеют индуктивное входное сопротивление, изменяющееся в зависимости от длины от нуля до бесконечности по закону

$$X_{вх} = Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}.$$

Если на входе линии имеется емкость C, то резонанс будет получен при выполнении условия

$$\frac{1}{\omega C} = Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda},$$

откуда резонансная длина линии

$$l_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega C Z_0}. \qquad (10\text{-}48)$$

Она уменьшается с увеличением емкости, как можно видеть из графического решения уравнения (10-47), представленного на рис. 10-33. Тот же рисунок показывает, что благодаря периодическому характеру сопротивления линии резонанс будет получен не только при длине l_1, но и при

$$l_2 = l_1 + \frac{\lambda}{2}; \quad l_3 = l_1 + 2\frac{\lambda}{2}; \quad l_4 = l_1 + 3\frac{\lambda}{2} \quad \text{и т. д.}$$

Это часто полезно, когда l_1 слишком мало и конструктивно линия становится трудновыполнимой; тогда ее увеличивают на целое число полуволн.

Отрезки симметричных двухпроводных линий чаще всего используются в двухтактных генераторах, нашедших широкое распространение в диапазонах коротких и ультракоротких волн. Такие гене-

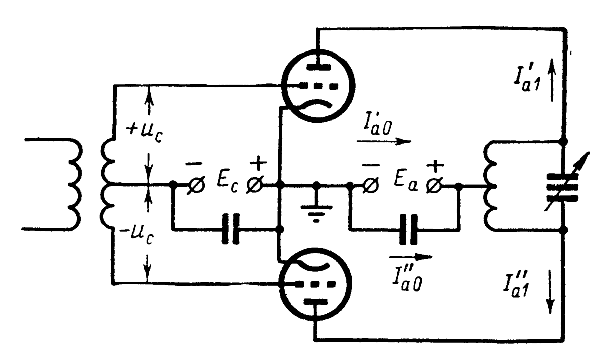


Рис. 10-34. Двухтактная схема включения генераторных ламп.

раторы работают на двух одинаковых лампах (рис. 10-34), подключаемых к нагрузке с противоположных сторон. Возбуждающее напряжение подводится к сеткам ламп в противофазе, поэтому и токи в обеих половинах (плечах) схемы изменяются противофазно. Если ток одной лампы

$$i'_a = I'_{a0} + I'_{a1} \cos \omega t + \\ + I'_{a2} \cos 2\omega t + I'_{a3} \cos 3\omega t + \ldots,$$

то ток второй лампы повторяет те же значения, но со сдвигом во времени на половину периода возбуждающего напряжения:

$$i''_a = I''_{a0} + I''_{a1} \cos \omega \left(t + \frac{T}{2}\right) + I''_{a2} \cos 2\omega \left(t + \frac{T}{2}\right) + \\ + I''_{a3} \cos 3\omega \left(t + \frac{T}{2}\right) + \ldots$$

Раскрыв скобки и использовав известные свойства периодичности тригонометрических функций, получим:

$$i''_a = I''_{a0} - I''_{a1} \cos \omega t + I''_{a2} \cos 2\omega t - I''_{a3} \cos 3\omega t + \ldots$$

Через общую нагрузку токи идут навстречу. При симметрии схемы результирующий ток

$$i'_{а.\ р} = i'_а - i''_а = 2I_{а1} \cos \omega t + 2I_{а3} \cos 3\omega t + \dots \qquad (10\text{-}49)$$

В общих цепях питания, наоборот, токи имеют одно направление и результирующий ток

$$i'_{а.р} = i'_а + i''_а = 2I_{а0} + 2I_{а2} \cos 2\omega t + \dots \qquad (10\text{-}50)$$

Выражение (10-49) показывает, что основная и все нечетные гармоники воздействуют на нагрузку синфазно, благодаря чему мощность генерируемых колебаний удваивается. Воздействие же четных гармоник противофазно и взаимно компенсируется. Из выражения (10-50) следует, что в общих цепях питания имеет место обратная картина: здесь суммируются постоянные составляющие и все четные гармоники, а нечетные гармоники уничтожаются.

Весьма важной особенностью двухтактной схемы является то, что междуэлектродные емкости ламп, подключаясь к контуру, соединяются последовательно, благодаря чему их результирующая емкость уменьшается в 2 раза. А мы говорили уже, насколько важно всемерное уменьшение емкости контура в диапазоне сверхвысоких частот. Поэтому двухтактные генераторы и получили особое распространение в этом диапазоне.

Двухпроводные линии удобно использовать в двухтактных схемах не только из-за их конструктивной симметрии, но и потому, что напряжения на их проводах в любой момент времени противофазны относительно земли, что и требуется в двухтактных генераторах. На рис. 10-35 изображен пример схемы двухтактного генератора с внешним возбуждением, работающего по схеме с общей сеткой, в котором контуры образованы отрезками двухпроводных линий и междуэлектродными емкостями. Благодаря тому, что провода находятся под противоположными потенциалами относительно земли, средние точки замыкающих перемычек в любой момент времени имеют потенциал земли по высокой частоте и к ним удобно присоединять источники питания.

Двухпроводные линии при расстоянии между их проводами $d \geqslant 0{,}1\ \lambda$, как и противофазные антенны (см. гл. 6), начинают довольно интенсивно излучать энергию в окружающее пространство. Исключить это можно путем перехода на отрезки коаксиальных линий, у которых все поле заключено между трубами. Такие колебательные системы находят широкое применение в диапазоне дециметровых волн.

Для удобства непосредственного сочленения коаксиальных линий с лампами вводы электродов последних выполняют в виде коротких цилиндров разного диаметра (см. рис. 10-32); на них и надеваются три коаксиальные трубы (рис. 10-36). Внутренняя поверхность наружной и внешняя поверхность средней трубы образуют анодно-сеточную линию, на входе которой включена емкость $C_{а.с}$ лампы. Длину линии изменяют подвижным короткозамыкающим кольцом. Внутренняя поверхность средней и внешняя поверхность малой трубы образуют катодно-сеточную линию, на входе которой включена емкость $C_{с.к}$ лампы. Этот контур перестраивается аналогично предыдущему. Связь с коаксиальными контурами производится чаще всего с помощью витка, вводимого в пучность магнитного поля

(около замыкающего кольца), или конденсатора в виде небольшой пластинки, помещаемой в пучность электрического поля (вблизи электродов лампы).

В последние годы путем конструктивного совершенствования ламп и колебательных систем удалось достичь такого положения, когда ламповые генераторы вплоть до волн, близких к 30 *см*, работают почти столь же эффективно, как и в диапазонах более длинных волн. Можно ожидать, что в ближайшие годы область их использования расширится на весь дециметровый диапазон. Уже и теперь имеются маломощные триоды, которые при низком к. п. д. работают во всем диапазоне сантиметровых волн.

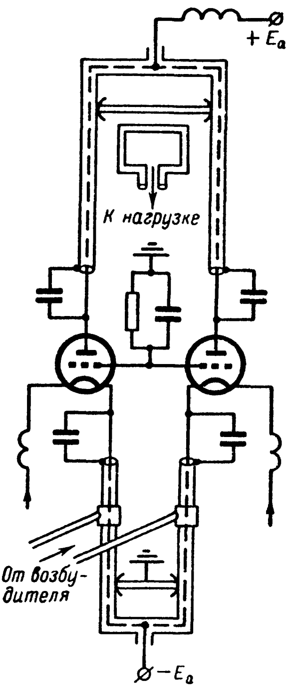


Рис. 10-35. Двухтактный генератор с внешним возбуждением метрового диапазона.

Все сказанное выше о генераторах с внешним возбуждением относится и к автогенераторам сверхвысоких частот. Последние строятся по тем же схемам, с теми же конструктивными элементами. Использование металло-керамических ламп с описанным выше расположением выводов электродов предопределяет работу генератора по схеме с общей сеткой. Использование в этом случае тех же ламп, что и в усилителях, создает некоторые трудности, поскольку емкость $C_{а.к}$, через которую осуществляется обратная связь, у них очень мала. Поэтому создают аналогичные лампы, в которых эта емкость искусственно увеличена. Но можно, конечно, использовать и те же лампы, если создать дополнительную обратную связь между анодно-сеточным и катодно-сеточным контурами (например, прорезав щель в средней трубе), связав их петлями через общую стенку или каким-либо иным образом.

На сантиметровых волнах возникают дополнительные трудности, связанные с тем, что лампа перестает играть роль безынерционного регулятора тока. Время пролета электронами междуэлектродных промежутков становится соизмеримым с периодом колебаний. Это приводит к следующим двум основным последствиям.

В § 10-2 было показано, что управление однородным электронным потоком, когда к сетке лампы подлетает столько же электронов, сколько и удаляется от нее, происходит без затраты мощности. Когда же время пролета становится соизмеримым с периодом колебаний, поток в лампе перестает быть однородным. При положительном полупериоде напряжения возбуждения (рис. 10-37, *а*) электронов за сеткой лампы будет меньше, чем до нее, так как не все они успеют пройти сквозь сетку за эту часть периода; поэтому в цепи сетки появится результирующий наведенный ток ($i_{к.\,с.\,нав} - i_{а.\,с.\,нав}$). При наступлении отрицательного полупериода (рис. 10-37, *б*) от сетки лампы

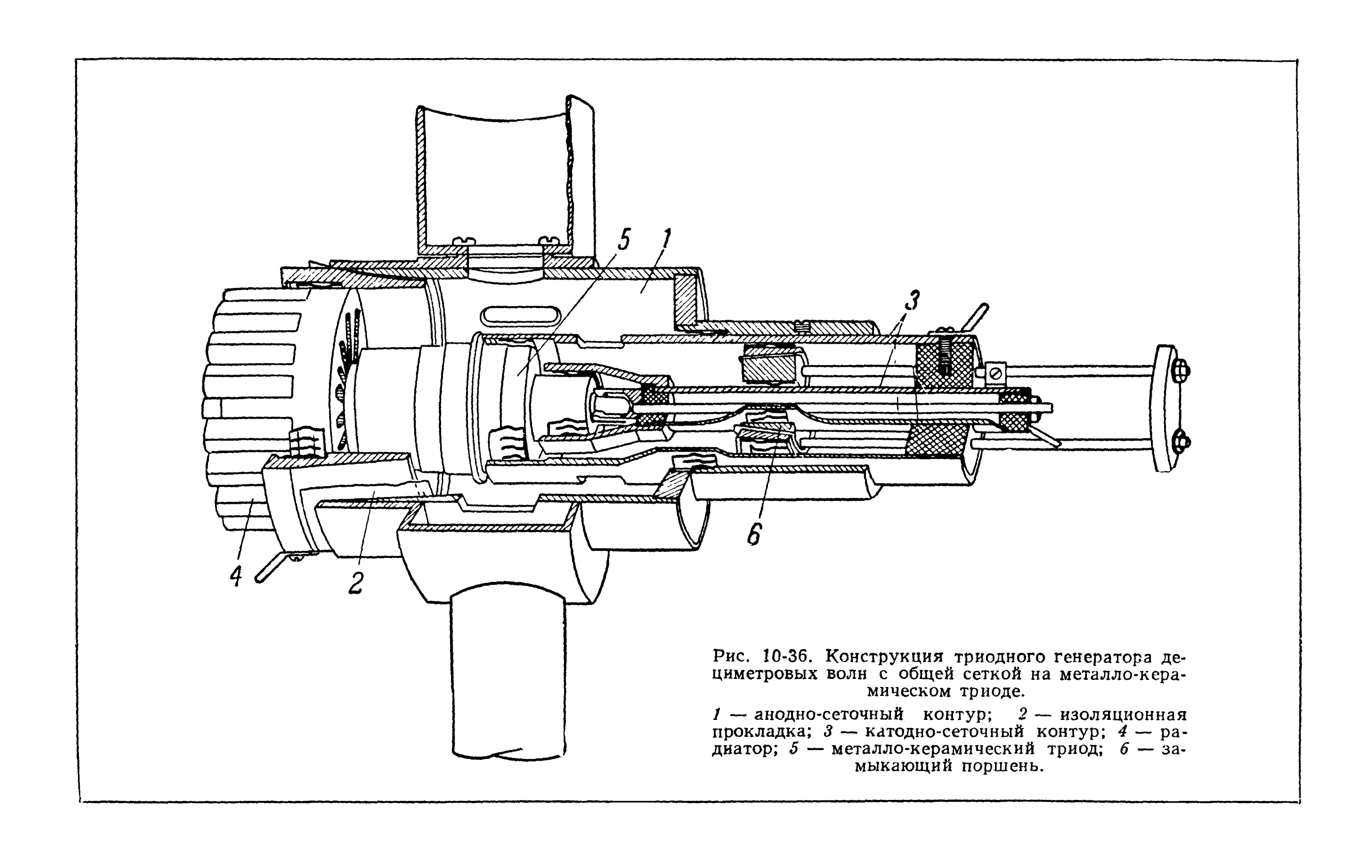


Рис. 10-36. Конструкция триодного генератора дециметровых волн с общей сеткой на металло-керамическом триоде.

1 — анодно-сеточный контур; *2* — изоляционная прокладка; *3* — катодно-сеточный контур; *4* — радиатор; *5* — металло-керамический триод; *6* — замыкающий поршень.

будут удаляться электроны, не успевшие дойти до анода и не успевшие достичь сетки, что также приведет к появлению в ее цепи наведенного тока ($i_{к. с. нав} + i_{а. с. нав}$). Все это требует увеличения мощности возбуждения и, конечно, ухудшает усилительные свойства генератора.

Но главное заключается в том, что конечное время пролета приводит к запаздыванию электронов относительно наиболее благо-

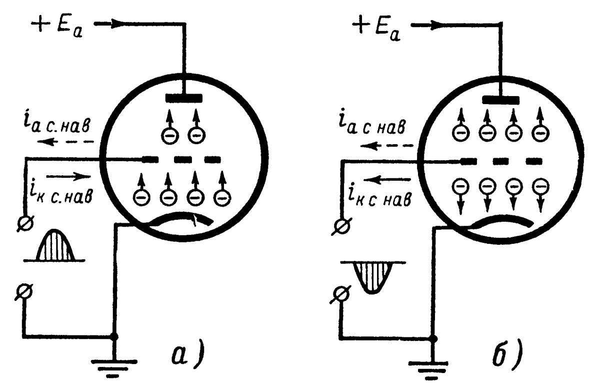


Рис. 10-37. Возникновение наведенного тока в цепи сетки при времени пролета электронами междуэлектродных промежутков, соизмеримом с периодом колебаний.

приятной фазы напряжения для передачи энергии контуру и переходу части электронов в неблагоприятную фазу. Следствием этого является снижение электронного к. п. д. и мощности генератора. Последнее принципиально ограничивает использование ламповых генераторов диапазоном сантиметровых волн, но даже и там они уступают место генераторам, построенным на иных принципах.

10-5. КЛИСТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ

Выше уже говорилось, что инерционность электронного потока приводит к потере эффективности работы ламповых генераторов в диапазоне сверхвысоких частот. Но оказывается, инерционность электронов можно использовать для формирования коротких импульсов тока, что необходимо для получения высокого электронного к. п. д. генераторных приборов. Первым устройством, в котором это было осуществлено, явился двухконтурный клистрон.

Конструкция такого клистрона показана на рис. 10-38. В левой части баллона размещен электронный прожектор, предназначенный для создания однородного потока быстролетящих электронов. Он состоит из оксидного катода *1*, фокусирующего электрода *2* в виде диафрагмы или цилиндра, на который подается небольшое отрицательное напряжение, сжимающее электронный пучок в поперечной плоскости, и ускоряющего электрода *3*, находящегося под большим положительным напряжением. Однородный поток электронов, выйдя из прожектора, движется далее по инерции, поскольку остальные

элементы конструкции клистрона имеют тот же потенциал, что и ускоряющий электрод, и постоянных электрических полей за прожектором нет. На пути потока установлен объемный резонатор *4*, средняя часть которого выполнена в виде сеток.

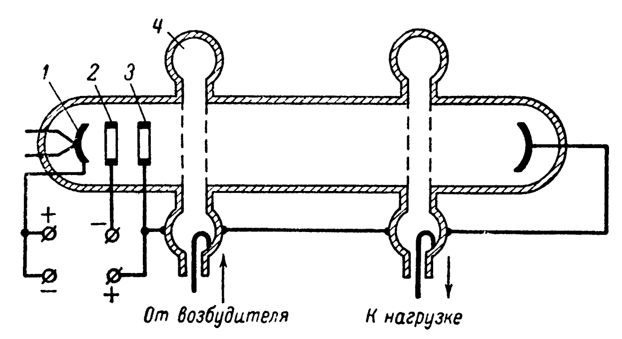


Рис. 10-38. Двухконтурный клистрон-усилитель.

Объемные резонаторы, как и рассмотренные выше коаксиальные резонаторы, образуются замкнутыми металлическими поверхностями и представляют собой колебательные системы с собственными частотами, лежащими в диапазонах дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн. Происхождение их можно пояснить следующим образом.

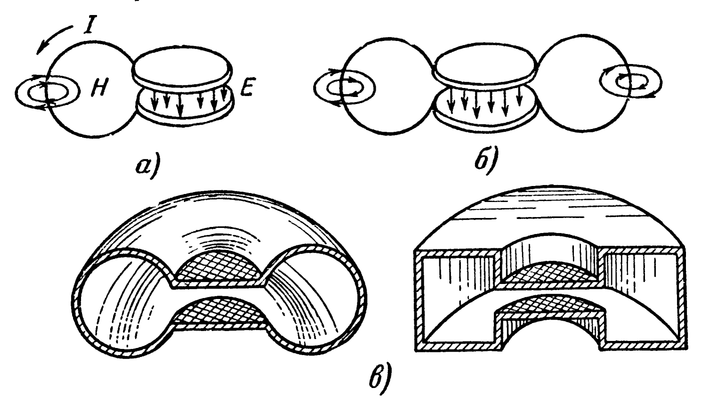


Рис 10-39. Объемные резонаторы сверхвысоких частот.

Желая получить контур с предельно высокой собственной частотой, конструктор должен стремиться к максимально возможному уменьшению его емкости и индуктивности. При этом конденсатор он сводит к двум небольшим пластинам, а катушку индуктивности — к одному витку, соединяющему эти пластины (рис. 10-39, *а*). Казалось бы, большего достичь не удастся. Однако если вспомнить, что при

параллельном соединении индуктивностей результирующая индуктивность уменьшается, то станет ясно, что таких витков целесообразно включить как можно больше (рис. 10-39, *б*). Увеличивая их число, мы придем к сплошной металлической поверхности, изображенной на рис. 10-39, *в*. Собственная частота подобного контура должна быть очень высокой.

Отдельные части объемного резонатора играют разную роль: между плоскими пластинами сосредоточивается основная часть электрического поля, поэтому ее часто называют конденсаторной частью; по боковым стенкам протекают токи перезаряда конденсаторной части, поэтому около них сосредоточивается основное магнитное поле и эту часть контура называют индуктивной. Необходимо заметить, что подобное разделение является несколько приближенным, потому что токи протекают не только по боковым стенкам, но и по пластинам,

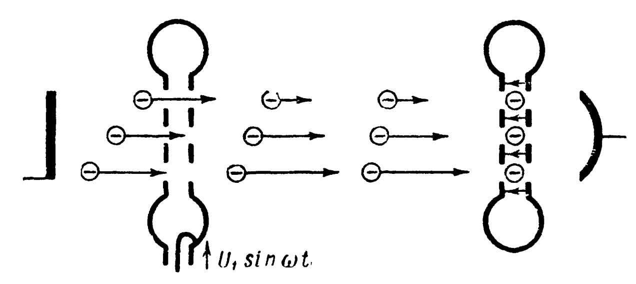


Рис 10-40. Скоростная группировка потока электронов в клистроне.

а разность потенциалов существует и между отдельными частями боковых стенок. Правильнее говорить об едином замкнутом резонаторе с весьма сложной структурой полей. В зависимости от частоты и способа возбуждения в объемных резонаторах могут возбуждаться колебания различных типов с разной структурой полей, что может привести к изменению роли их отдельных частей. Попутно следует отметить, что благодаря большой поверхности токонесущих элементов и отсутствию потерь на излучение (все поле сосредоточено внутри объема, ограниченного проводящими поверхностями) объемные резонаторы обладают высокой добротностью, измеряемой сотнями и даже тысячами раз.

К первому объемному резонатору (первому контуру) клистрона подводится по фидерной линии напряжение $U_1 \sin \omega t$ с частотой, равной его собственной частоте (рис. 10-40), и в контуре возбуждаются интенсивные колебания. Электроны, влетевшие в пространство между сетками резонатора, подвергаются воздействию его электрического поля; часть из них тормозится, а часть ускоряется. Благодаря тому что колебания в первом резонаторе слабые, изменения скорости электронов относительно невелики и они не создают изменений плотности потока внутри резонатора.

Продолжая свой полет за резонатором, электроны, получившие ускорение, начинают догонять электроны, прошедшие резонатор, когда на его сетках после тормозящей фазы напряжение стало равным нулю (эти электроны называют н е в о з м у щ е н н ы м и). Элект-

роны, прошедшие резонатор ранее в тормозящем поле, будут отставать и также приближаться к невозмущенным электронам, и на некотором расстоянии от первого резонатора, называемого *группирователем*, поток соберется в сгустки около невозмущенных электронов.

Следует обратить внимание на то, что с электронами, попавшими в резонатор, когда их поле переходило от ускоряющей к тормозящей фазе, произойдет обратное. Поскольку сначала резонатор проходили ускоренные электроны, а затем замедленные, то как те, так и другие будут удаляться от этих невозмущенных электронов и около них в потоке образуются разрежения. Поэтому сгустки будут следовать через интервалы, равные периоду колебаний в группирователе. Подобный процесс, при котором малая модуляция потока по скорости приводит к модуляции потока по плотности, называется *скоростной группировкой* электронного потока. Пространство же за группирователем, в котором происходит этот процесс, называют *пространством дрейфа*.

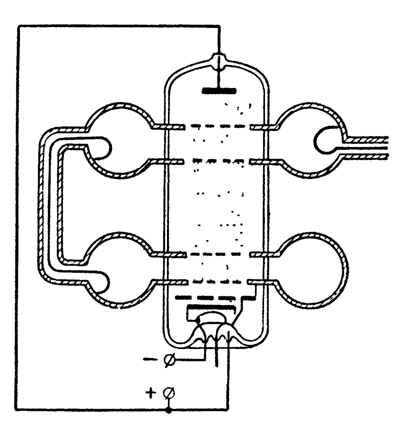


Рис. 10-41. Двухконтурный клистронный автогенератор.

Если в месте, где образуются сгустки потока, поместить второй резонатор, то, проходя через его сетки, они будут наводить в нем переменные токи и между сетками создастся переменное электрическое поле. Поскольку сгустки приходят 1 раз за период, то, взаимодействуя с тормозящим полем резонатора, они будут пополнять его энергию так же, как импульсы анодного тока пополняют энергию контура в ламповом генераторе. Так же как в ламповом генераторе (см. § 10-1), затраты мощности на модуляцию проходящего однородного потока по скорости практически ничтожны, а это значит, что прибор обладает хорошими усилительными свойствами.

Второй резонатор, которому поток передает свою энергию, называют *улавливателем*. Вследствие того что сгруппированный поток, подобно морским волнам, воздействует на улавливатель, прибор был назван *клистроном*, что в переводе означает «морской прибой». Электроны, прошедшие улавливатель, собираются *коллектором*. Полезная мощность из улавливателя передается в нагрузку с помощью элемента связи и фидерной линии. Как и всякий усилительный прибор, клистрон может быть превращен в автогенератор, если соединить улавливатель с группирователем линией обратной связи (рис. 10-41).

Двухконтурные и более сложные, но работающие на том же принципе многоконтурные клистроны широко используются преимущественно как усилители дециметровых и реже сантиметровых волн. Основным достоинством их является большой коэффициент усиления по мощности, достигающей десятков миллионов! К недостаткам кли-

стронов следует отнести сравнительно низкий к. п. д., не превышающий 45%, и возможность работы только в очень узком диапазоне частот, что определяется наличием двух и более высокодобротных резонаторов, механическая перестройка которых практически исключена.

В качестве маломощных автогенераторов широкое распространение получили одноконтурные **отражательные клистроны**. В них вместо второго резонатора поставлен отрицательно заряженный электрод-отражатель (рис. 10-42). Электроны, вышедшие из резонатора, летят по инерции к отражателю, но под действием его поля останавливаются, а затем летят в обратном направлении и вторично проходят через резонатор. При этом ускоренные электроны подлетают ближе к отражателю, чем замедленные. Можно так подобрать напряжение на отражателе, что те и другие будут возвращаться к резонатору одновременно. При этом образуются сгустки электронов, которые отдают резонатору значительно больше энергии, чем тот тратит ее на изменение скорости однородного потока.

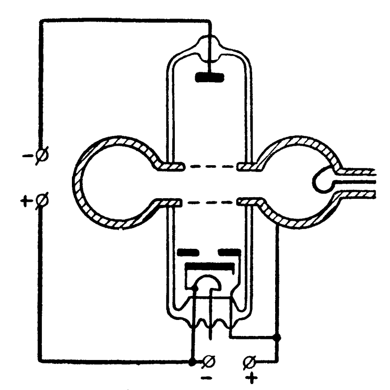


Рис. 10-42. Одноконтурный отражательный клистрон.

Механизм возникновения колебаний в клистроне такой же, как в любом автогенераторе. Первичный импульс тока при включении прибора или всякое другое нарушение стационарного состояния приводит к появлению слабых колебаний в резонаторе. Последние модулируют поток по скорости. В нем появляются сгустки, которые с частотой модуляции воздействуют на резонатор. Благодаря отмеченным выше усилительным свойствам прибора колебания в резонаторе нарастают. Амплитуда колебаний постепенно устанавливается вследствие роста потерь в резонаторе и из-за того, что при большом напряжении на нем увеличивающаяся модуляция потока по скорости приводит к неодновременному возвращению электронов в резонатор, т. е. к ухудшению группировки потока.

Интересной особенностью отражательных клистронов является возможность изменения частоты генерируемых ими колебаний электрическим путем — изменением напряжения на отражателе. Поясним физическую сущность этого. Допустим, что сгустки возвращающихся электронов i проходят резонатор во время действия на нем максимального тормозящего поля (рис. 10-43, *а*). Взаимодействие этого поля с потоком носит чисто активный характер. Это означает, что первая гармоника тока электронного пучка i_1 проходит резонатор в фазе с действующим на нем напряжением $u_р$. Если изменить напряжение на отражателе, то время прихода сгустков к резонатору несколько изменится. Они уже не будут проходить резонатор точно в максимальной тормозящей фазе (рис. 10-43, *б*), а это приведет к тому, что и первая гармоника тока пучка соответственно сдвинется во времени. Значит, появится сдвиг фаз между ней и напряжением

на резонаторе, т. е., помимо активного взаимодействия, возникнет и реактивное. Но последнее возможно только с расстроенной системой. Следовательно, реактивное взаимодействие приведет к изменению собственной частоты резонатора, а последнее в свою очередь вызовет изменение частоты генерации, пока взаимодействие опять не станет активным. Такое явление получило название **электронной перестройки генератора**. У отражательных клистронов относительная величина электронной перестройки обычно не превышает десятых долей процента.

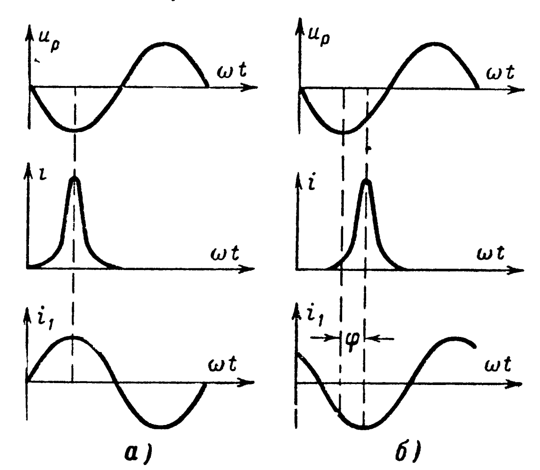


Рис. 10-43. Возникновение электронной перестройки в отражательном клистроне.

С укорочением волны приходится уменьшать размеры резонаторов. При этом во избежание электрического пробоя приходится ограничивать и амплитуду напряжения на них, что приводит, конечно, к уменьшению генерируемой мощности. Вместе с тем время пролета электронами пространства между сетками резонатора становится соизмеримым с периодом колебаний, а это приводит к тем последствиям, с которыми мы уже сталкивались в ламповых генераторах, т. е. к необходимости увеличения мощности возбуждения, к ухудшению эффективности взаимодействия потока с полем и к падению усиления. Поиски иных способов осуществления энергетического взаимодействия потока с полем колебательных систем привели к созданию обширного класса генераторов бегущих волн.

10-6. ГЕНЕРАТОРЫ БЕГУЩИХ ВОЛН

В клистроне для получения скоростной модуляции на электроны оказывает кратковременное, но относительно сильное воздействие поле резонатора. Тот же эффект может быть получен, когда на электроны будет действовать во много раз меньшее поле, если во столько же раз увеличить время его воздействия. То же можно сказать и о взаи-

модействии сгруппированного потока с полем выходной колебательной системы.

Эти соображения кладутся в основу создания мощных генераторов очень коротких волн и решения важной проблемы разработки генераторов с большой полосой электронной перестройки. Последняя задача не могла быть решена с помощью клистронов, поскольку их колебательная система образуется высокодобротными узкополосными резонаторами. Очевидно, что ее решение следует искать в применении широкополосных или еще лучше апериодических (не резонансных)

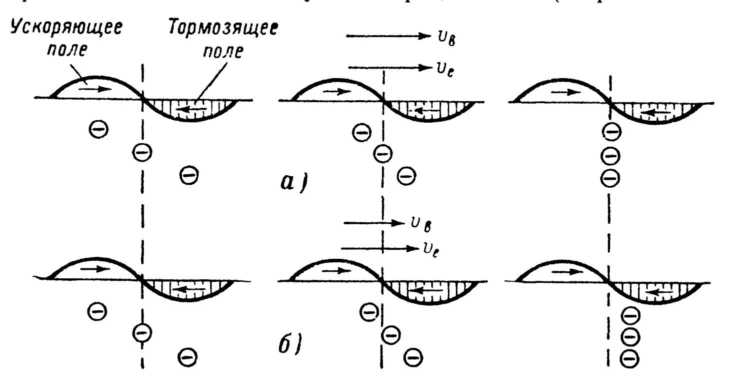


Рис. 10-44. Взаимодействие бегущей волны с электронным потоком.
а — при равенстве скоростей потока и волны; *б* — при скорости потока, немного превышающей скорость волны.

электромагнитных систем. Как в тех, так и в других поля много слабее полей высокодобротных резонаторов.

Из гл. 5 нам известно, что идеально широкополосной апериодической системой является согласованная на конце линия передачи, вдоль которой распространяются бегущие волны. Если вдоль линии, в которой слабый входной сигнал возбудил бегущую волну, пропускать поток электронов, движущийся в том же направлении и с той же скоростью, что и волна, то одни электроны будут на протяжении всего полета находиться в тормозящем, а другие — в ее ускоряющем поле. Это приведет к скоростной модуляции потока, и на некотором расстоянии от входа все электроны, как в клистроне, соберутся в сгустки около невозмущенных электронов.

Однако при этом еще не появится возможность передачи электронами энергии полю волны, потому что сгустки все время будут лететь в ее нулевом поле (рис. 10-44, *а*). Положение будет иным, если скорость потока v_e хотя и мало отличается от фазовой скорости волны $v_в$, но несколько превышает ее. В этом случае, как и раньше, из-за малой разности скоростей часть электронов будет лететь относительно долго в тормозящем, а часть — в ускоряющем поле. Произойдет скоростная модуляция потока и образование сгустков около невозмущенных электронов. Но постепенно эти сгустки, опережая волну, попадут в ее тормозящее поле (рис. 10-44, *б*). И опять-таки из-за малой разности скоростей они значительное время будут находиться в тормозящем поле, отдавая ему свою энергию. Когда сгустки начнут

переходить в ускоряющее поле, они будут отбирать энергию у волны. Поэтому и существует некоторая оптимальная длина системы, зависящая от разности скоростей потока и волны и от частоты.

Вы можете сказать, что идея понятная, но на пути ее осуществления лежат принципиальные трудности. Во-первых, вдоль воздушных линий электромагнитные волны распространяются практически со скоростью света, а электроны, как известно из теории относительности, не могут двигаться выше этой скорости. Во-вторых, из гл. 5 мы знаем, что электрическое поле линий перпендикулярно направлению распространения волны, поэтому оно не может взаимодействовать с электронами, летящими вдоль проводов.

Все это, безусловно, справедливо. И можно даже добавить, что, если бы взаимодействие происходило даже при скорости электронов несколько меньшей скорости света, то и тогда возникли бы огромные трудности, связанные с использованием напряжений в сотни тысяч вольт, необходимых для придания электронам столь большой скорости. Следовательно, нужно применить такие линии, в которых, во-первых, скорость распространения электромагнитных волн была бы много меньше скорости света, т. е. создать системы, замедляющие скорость волн, и, во-вторых, электрическое поле волны должно иметь в них продольную составляющую.

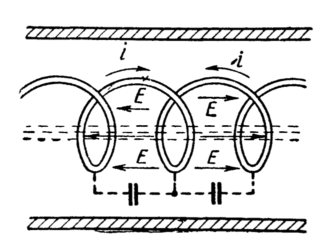


Рис. 10-45. Коаксильная спиральная замедляющая система.

Роль таких замедляющих систем могут, например, играть коаксиальные линии, в которых средний провод свит в спираль (рис. 10-45). Несколько упрощенно появление нужных нам свойств у такой линии можно понять, представив, что волна обегает витки спирали. При этом ее распространение в направлении оси спирали замедляется (практически можно получить «замедление» до 10 раз). Обежав виток, волна изменяет свою фазу, вследствие чего между соседними витками создается разность потенциалов, что и приводит к появлению в поле волны составляющей, направленной вдоль оси спирали. Эта составляющая и будет воздействовать на поток.

Теперь уже нетрудно представить конструкцию лампы бегущей волны (рис. 10-46). В левой стороне баллона лампы размещается электронный прожектор. По волноводу или фидеру на вход спирали подается усиливаемый сигнал, возбуждающий бегущую волну в замедляющей линии, вдоль которой движется пучок электронов. В начальной части замедляющей системы волна производит скоростную модуляцию потока, которая благодаря его однородности не требует большой затраты энергии. В дальнейшем поток собирается в сгустки и отдает свою энергию волне, амплитуда которой многократно возрастает на пути к выходу. Электроны, прошедшие замедляющую систему, собираются коллектором.

В сгустках действуют значительные силы электростатического расталкивания; на большом пути пролета их действие может привести к расхождению электронного пучка и оседанию электронов на спирали. Чтобы предотвратить расхождение пучка, лампу помещают в продольное магнитное поле электромагнита или постоянного магнита. Допустим, что под действием сил расталкивания электрон отклонится от

оси спирали. Но тогда на него начнет действовать отклоняющая сила магнитного поля, направленная по правилу правой руки в перпендикулярном к оси направлении, и изменит направление его движения (рис. 10-47). Если проследить последовательно за движением электрона под действием поля катушки, то окажется, что он по сложной винто-

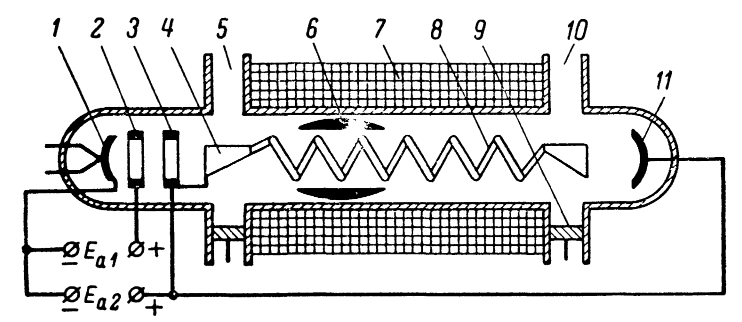


Рис. 10-46. Лампа бегущей волны — усилитель.

1 — катод; *2* — первый анод; *3* — второй анод; *4* — конический широкополосный приемный вибратор; *5* — входной волновод; *6* — поглотитель; *7* — фокусирующая катушка; *8* — спираль; *9* — согласующий шлейф; *10* — выходной волновод; *11* — коллектор.

образной траектории будет приближаться к оси спирали. Следовательно, катушка собирает (или, как говорят, «фокусирует») электронный поток в узкий пучок у оси прибора.

Усилители на лампах бегущей волны обладают большим коэффициентом усиления, достигающим нескольких тысяч и более. Как и всякий усилитель, лампа бегущей волны может использоваться в качестве автогенератора, если связать ее вход с выходом. Это можно осуществить с помощью специальной линии связи, но можно и просто создать некоторое рассогласование на выходе (конце) линии, и тогда часть энергии будет отражаться и возвращаться на ее вход. Если отраженная волна будет достаточно интенсивна и совпадет по фазе с волной на входе, то произойдет самовозбуждение. В усилителях же, где самовозбуждение необходимо устранять, а некоторое рассогласование практически всегда имеется, в средней части замедляющей системы лампы ставят специальный поглотитель, гасящий отраженные волны.

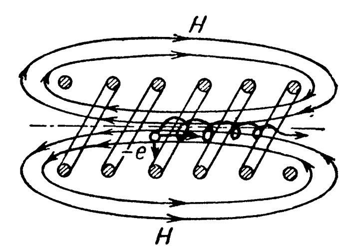


Рис. 10-47. Фокусирующее действие продольного магнитного поля соленоида.

Благодаря отсутствию резонансных систем лампы бегущей волны являются усилителями с очень широкой полосой пропускания, крайние частоты которой у некоторых образцов относятся как 1 : 4. Область их использования — дециметровые, сантиметровые и миллиметровые волны. В качестве автогенераторов лампы бегущей волны

используются довольно редко, так как упомянутое выше условие самовозбуждения, требующее наличия определенной фазы отраженной волны, сильно сужает рабочий диапазон генератора. Гораздо большие возможности широкополосной работы создаются в лампах обратной волны.

10-7. ЛАМПЫ ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ

Помимо спиралей, в лампах бегущей волны могут использоваться и другие замедляющие системы. Например, широко распространены гребенчатые линии (рис. 10-48, *а*), в которых, упрощенно говоря, замедление достигается за счет того, что волна последовательно «обегает» щели гребенки. При этом из-за разницы хода на краях щелей создается разность потенциалов и продольное поле (рис. 10-48, *б*). Аналогичными свойствами обладает и коаксиальная линия с диафрагмами (рис. 10-48, *в*). На сантиметровых волнах вместо коаксиальной линии используют диафрагмированные волноводы (рис. 10-48, *г*).

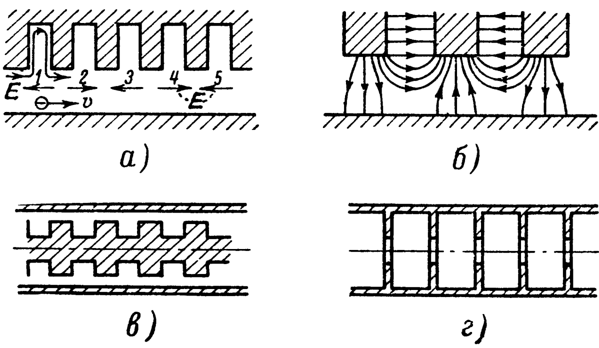


Рис. 10-48. Неоднородные замедляющие системы.

Допустим, например, что вдоль гребенчатой системы справа налево распространяется электромагнитная волна, создающая в данный момент времени максимальное тормозящее поле в щелях *1*, *3*, *5* и т. д. Зададим себе вопрос: может ли поток электронов эффективно взаимодействовать с полем такой системы, двигаясь навстречу волне? В спиральной замедляющей системе взаимодействие со встречной волной не дало бы необходимого эффекта, потому что электроны попеременно подвергались бы воздействию то ускоряющего, то тормозящего поля. Структура же поля в гребенчатой линии иная (рис. 10-48, *б*): здесь между краями щелей действует максимальное продольное поле, а над зубцом его нет. Поэтому если электрон, проходивший первую щель в тормозящем поле, достигнет второй щели через полпериода изменения поля, то он будет и в той, и в другой, и во всех следующих щелях испытывать тормозящее воздействие. Над зубцами он будет проходить по инерции, не испытывая воздействия идущей навстречу волны. Следовательно, в такой замедляющей системе возможна как группировка потока, так и передача волне энергии сгруппированным встречным потоком.

Периодические системы, на отдельных участках которых действует переменное электрическое поле, а на других оно отсутствует, называют неоднородными в отличие от спиралей, на всех участках которых действуют поля с одинаковой амплитудой, благодаря чему они являются однородными системами.

Приборы, в которых осуществляется энергетическое взаимодействие потока со встречной волной, распространяющейся вдоль неоднородной замедляющей системы, называют лампами обратной волны.

В рассмотренном выше примере эффективное взаимодействие осуществлялось благодаря тому, что за одинаковый отрезок времени волна сместилась на одну ячейку влево, а электрон — на одну ячейку вправо. *Следовательно, для работы лампы обратной волны необходимо, чтобы скорости потока электронов и электромагнитной волны были равны по величине и обратны по знаку.*

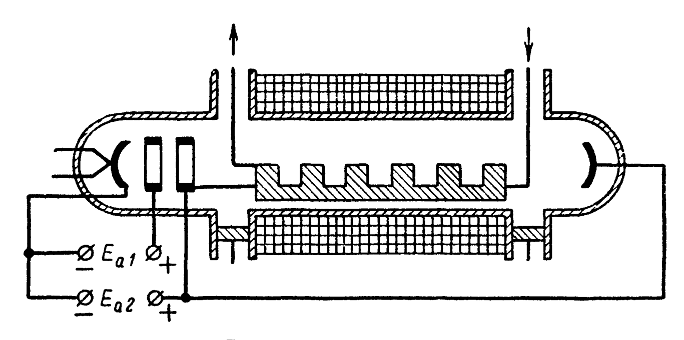


Рис. 10-49. Лампа обратной волны — усилитель.

Теперь можно представить себе усилитель обратной волны (рис. 10-49). Выходной сигнал должен поступать на ближайший к коллектору конец замедляющей системы, а усиленный — сниматься с конца, ближайшего к катоду. Однородный поток, вышедший из пушки, попадает в интенсивное поле усиленного сигнала, модулируется по скорости, затем по плотности и отдает свою энергию движущейся навстречу волне.

Нужно заметить, что в качестве усилителей лампы обратной волны используются довольно редко. Вследствие того, что на части пути электроны не взаимодействуют с полем, к. п. д. и усиление этих ламп меньше, чем у ламп бегущей волны. Кроме того, встречное движение потока и волны создает в приборе естественную обратную связь, что в сильной степени затрудняет устранение самовозбуждения генератора. Поэтому лампы обратной волны в основном используются в качестве автогенераторов (рис. 10-50).

Сформулированное выше условие эффективности взаимодействия потока с полем лампы обратной волны всегда может быть выполнено путем соответствующего выбора ускоряющего напряжения. По своему смыслу — это фазовое условие самовозбуждения. Амплитудное условие сводится к требованию, чтобы усиление прибора было не менее некоторого критического значения. Последнее обеспечивается уча-

стием в процессе взаимодействия достаточно большого числа электронов, т. е. созданием в приборе электронного пучка, ток которого превышает некоторое «пусковое» значение.

Отсюда следует, что принципиально не существует ограничение для диапазона электронной перестройки лампы обратной волны, что является наиболее ценной особенностью этого прибора. На практике однако, ряд конструктивно-технологических моментов ограничивае диапазон перестройки. У отдельных типов генераторов отношение крайних частот диапазона достигает четырех-пяти.

Механизм возникновения колебаний в лампах обратной волны в общих чертах такой же, как и в любом автогенераторе. При включении питающих напряжений в замедляющей системе возникает импульс тока заряда распределенных емкостей. Он создает колебания

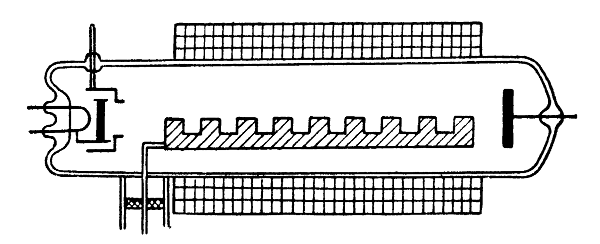


Рис. 10-50. Лампа обратной волны — автогенератор.

сплошного спектра частот, и вдоль системы в разных направлениях бегут затухающие волны. Та из них, для которой будет выполнено условие самовозбуждения, начнет модулировать встречный поток по скорости. Образуются сгустки, которые будут пополнять энергию этой волны, и колебания будут нарастать. Стационарный процесс наступит вследствие того, что с ростом плотности сгустков увеличивается действие расталкивающих сил и дальнейшее улучшение группировки прекращается; с другой стороны, пропорционально квадрату амплитуды растут потери в системе. Диапазоны, в которых используются лампы обратной волны, те же, что и для ламп бегущей волны.

В рассмотренных генераторах бегущих волн преобразование энергии происходит вследствие торможения электронов и потери ими части кинетической энергии, приобретенной под действием источника ускоряющего напряжения. Такие генераторы принято относить к классу О. Их общей особенностью является невозможность получения высокого к. п. д., поскольку электроны не могут терять значительную долю кинетической энергии, так как это приводит к нарушению условия эффективного взаимодействия поля с волной, заключающегося в приблизительном равенстве скоростей потока и волны. Данное свойство является принципиальным недостатком при построении мощных генераторов. Чтобы избавиться от него, переходят к другому типу взаимодействия потока с полем в скрещенных постоянных электрическом и магнитном полях. Генераторы, в которых используется такое взаимодействие, относят к классу М.

10-8. ГЕНЕРАТОРЫ БЕГУЩИХ ВОЛН КЛАССА М

Рассмотрим особенности движения электронов в скрещенных магнитном и электрическом полях. Для этого представим себе два плоских электрода, между которыми приложена постоянная разность потенциалов (рис. 10-51). Поместим их в магнитное поле так, что его

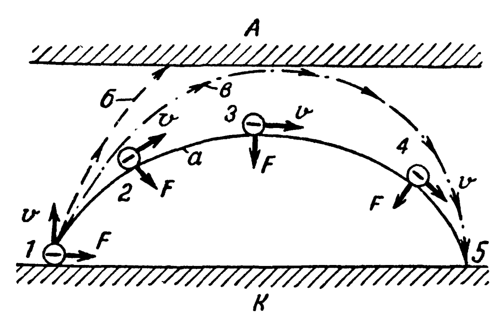


Рис. 10-51. Траектории движения электронов в постоянных скрещенных электрическом и магнитном полях.

силовые линии будут направлены от нас перпендикулярно плоскости чертежа. Допустим, что в некоторый момент времени на поверхности минимального потенциала *К* появился электрон. Под действием электрического поля он начнет двигаться к поверхности максимального потенциала *А*. Однако это движение оказывается весьма сложным из-за наличия магнитного поля.

Из курса физики известно, что постоянное магнитное поле действует на проводник с током, стремясь сместить его в том направлении, где силовые линии поля проводника направлены навстречу линиям основного поля (рис. 10-52), т. е. туда, где результирующее поле ослабевает. Очевидно, что эта сила *F* действует не на провод (иначе она действовала бы на него и без тока), а на электроны, движущиеся в нем. Поэтому то же самое произойдет и в случае, когда они движутся не в проводнике, а в вакууме. В каждой точке магнитного поля на электроны будет действовать сила, перпендикулярная одновременно направлению их движения и магнитному полю. Направление этой силы можно получить, определяя по правилу буравчика ход силовых линий магнитного поля летящего электрона и находя направление ослабления результирующего поля.

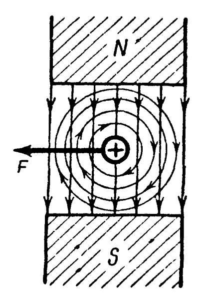


Рис. 10-52. Действие магнитного поля на провод с током.

Так, например, легко определить, что электрон, вылетевший из точки *1* поверхности *К* (рис. 10-51), будет отклоняться вправо. В некоторой точке *2* вектор скорости v электрона направлен под острым углом к плоскости *К*, и сила магнитного воздействия *F*, перпендикулярная вектору скорости, отклоняет электрон к плоскости *К*.

То же влияние будет в точках *3* и *4*, в результате чего электрон вернется к плоскости *К* (траектория *а*). Но это будет происходить не всегда. Если электрическое поле очень велико, а магнитное мало, то искривление траектории будет небольшим и электрон попадет на плоскость *А* (траектория *б*). Наконец при некотором «критическом» соотношении между электрическим и магнитным полями электрон пройдет в непосредственной близости от плоскости *А* (траектория *в*). Следовательно, если плоскость *К* — эмиттирующий электрод (катод), то всегда можно установить соотношение полей, близкое к критическому ($H > H_{кр}$), при котором электроны будут пролетать вблизи поверхности максимального потенциала *А* (анода).

Расчеты показывают, что траектории электронов при этом совпадают с траекториями точек обода мысленного колеса, катящегося по

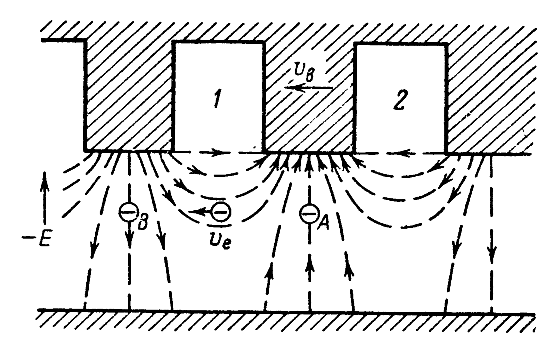


Рис. 10-53. Группировка потока полем бегущей волны в приборах типа *М*.

катоду с постоянной, так называемой «переносной» скоростью

$$v_e = \frac{E}{H}, \qquad (10\text{-}51)$$

где *Е* — напряженность электрического, а *Н* — напряженность магнитного полей. Поскольку одни электроны опускаются на катод, а другие поднимаются с него, их движение по вертикали взаимно компенсируется и средний эффект проявляется в перемещении электронного облака с постоянной переносной скоростью вдоль анода.

Допустим теперь, что анод представляет собой замедляющую систему, вдоль которой распространяется электромагнитная волна (рис. 10-53), и на щели *1* в данный момент действует максимальное тормозящее, а на щели *2* максимальное ускоряющее напряжение *; электронный поток движется с той же скоростью и в том же направлении, что и волна. Электрон под серединой щели *1* тормозится и отдает энергию волне. При этом он начинает отставать от бегущей волны и попадает в поле, конфигурация которого в данный момент соответст-

* Для большей наглядности стрелками на рис. 10-53 показаны направления сил, действующих на электроны, а не на положительные заряды, т. е. векторы напряженности электрического поля с обратными знаками.

вует, например, точке *A*. Но здесь силовые линии переменного поля, искривляясь (напомним, что к поверхности идеального проводника они должны подходить перпендикулярно, см. гл. 5), приобретают поперечное направление и складываются с постоянным полем, что приводит согласно соотношению (10-51) к увеличению скорости электрона и последний снова вводится в зону максимального тормозящего поля. Если же какой-то электрон оказался в точке *B*, то вследствие того, что там постоянное поле ослаблено поперечной составляющей поля волны, в соответствии с соотношением (10-51) его скорость уменьшится и он также войдет в зону действия максимального тормозящего поля. Рассуждая аналогично, можно показать, что, наоборот, электроны из-под щели *2*, где действует ускоряющее поле, будут удаляться; они перейдут к щели, где действует тормозящее поле или, как будет показано далее, упадут на катод.

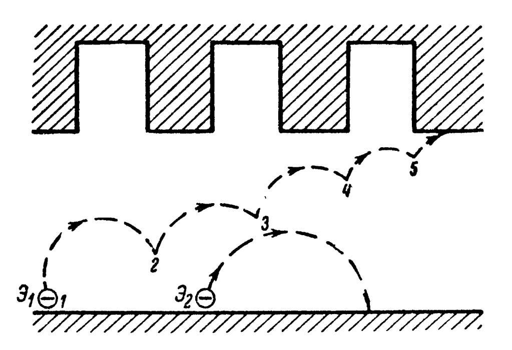


Рис. 10-54. Траектории движения электронов в приборах типа *М*.

Следовательно, в отличие от генераторов класса О группировка потока производится действием не продольной, а поперечной составляющей поля волны. Поле само собирает и удерживает электроны в зоне, где действует максимальное тормозящее поле и происходит эффективная передача энергии волне. Поэтому в отличие от генераторов класса О здесь для обмена энергии нужно, чтобы скорость потока была точно равна скорости волны.

Передача энергии одними и теми же электронами не может происходить длительно. Проследим их судьбу, чтобы уяснить ход всего процесса в целом. При движении электрона только в постоянных полях (см. рис. 10-51) происходит периодическое изменение его энергии. На катоде он обладает максимальной потенциальной энергией относительно анода; в верхней точке траектории *3* она уменьшается и переходит в кинетическую. За счет запаса кинетической энергии электрон может вернуться на катод в точку *5*, где его потенциальная энергия снова возрастает до максимума, а кинетическая будет равна нулю.

Теперь рассмотрим более сложную картину, когда, кроме постоянных полей, на электроны действует еще бегущая вдоль системы волна переменного поля. Если электрон $Э_1$ вылетел, когда над ним проходило тормозящее поле волны (рис. 10-54), то, потеряв часть

кинетической энергии вблизи анода, он уже не может вернуться к катоду и остановится при возвратном движении в точке 2. Если переносная скорость электронов равна скорости волны, то в ту же точку одновременно придет и тормозящее поле, поэтому электрон снова начнет двигаться к аноду и цикл повторится. В каждом цикле электрон будет терять часть своей потенциальной энергии, приближаясь к аноду, и на столько же будет возрастать энергия волны. На последнем витке электрон ударяется об анод, затрачивая остаток своей энергии на его нагрев. Этот остаток будет тем меньше, чем больше витков описал электрон до удара (тем меньше энергии останется у него на последнем витке).

Из рассмотрения движения электрона в постоянных полях следует, что сила, искривляющая его траекторию, тем больше, чем сильнее магнитное поле, следовательно, тем меньше будет радиус витков и тем больше уложится их между анодом и катодом. Отсюда ясно, что к. п. д. генераторов класса М тем больше, чем сильнее магнитное поле. Однако увеличение напряженности магнитного поля встречает значительные технические трудности не только само по себе, но и потому, что для сохранения синхронности движения потока с волной согласно условию (10-51) необходимо пропорционально увеличивать напряжение на аноде.

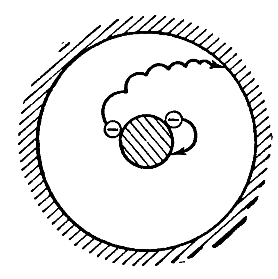


Рис. 10-55. Траектории движения электронов в цилиндрических генераторах типа М.

Иначе ведет себя электрон $Э_2$, вылетевший с катода во время действия ускоряющего поля (рис. 10-54). Этот электрон приобретает в верхней части витка кинетическую энергию, превышающую расход его потенциальной энергии, поэтому он возвращается на катод и тратит избыток своей энергии на нагрев последнего.

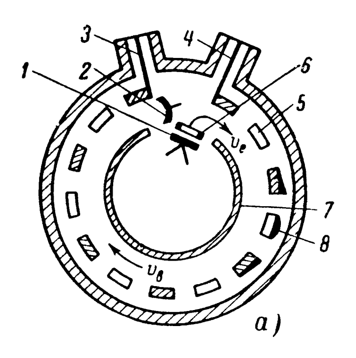
Таким образом, электроны, отдающие свою энергию, длительное время находятся в пространстве взаимодействия, часть за частью передавая ее волне, а электроны, отбирающие энергию, совершают это однократно и уже на первом витке возвращаются на катод. Благодаря этому в целом поток передает энергию волне.

Из того, что мы рассмотрели, вытекает и основная принципиальная особенность генераторов класса М: в них происходит преобразование потенциальной энергии электронов потока в энергию волны. При этом расход энергии электронами не изменяет средней скорости потока и не нарушает условий синхронизма. Следовательно, для электронного к. п. д. генераторов этого типа не существует никаких принципиальных ограничений. И действительно, в настоящее время известны генераторы класса М с к. п. д., превышающим 80%.

В большинстве практических случаев замедляющие системы генераторов типа М свертывают в кольцо. Это не меняет рассмотренной выше общей картины явлений. Траектории электронов в цилиндрической системе с постоянными полями будут иметь вид следа точки окружности, катящейся по катоду, причем радиус этой окружности тем меньше, чем сильнее магнитное поле. Как и в плоской системе, траектории электронов, отдающих энергию волне, будут иметь вид нескольких витков, оканчивающихся на аноде (рис. 10-55). Электроны

же, поглощающие энергию, будут на первом витке возвращаться на катод.

Рассмотрим теперь, как эти общие идеи находят конкретное техническое воплощение. На рис. 10-56, *а* изображена конструкция мощной лампы бегущей волны — усилителя типа М. Прибор имеет



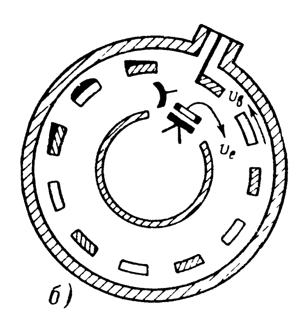


Рис. 10-56. Мощные генераторы типа М.
а — лампа бегущей волны-усилитель; *б* — лампа обратной волны-автогенератор.

цилиндрическое строение и помещается в магнитное поле, перпендикулярное плоскости чертежа. Электронный прожектор, состоящий из катода *1* и ускоряющего электрода *6*, разгоняет электроны, которые заворачиваются магнитным полем и летят вдоль замедляющей системы типа двойной гребенки *5*, играющей роль анода. Постоянное напряжение приложено между ним и холодным (неэмиттирующим) катодом *7*. Входной сигнал подается через коаксиальный ввод *4*, расположенный вблизи прожектора. Усиленный сигнал снимается с конца замедляющей системы *3* у коллектора *2*. В средней части этой системы расположен поглотитель *8*. На рис. 10-56, *б* показана конструкция мощной лампы обратной волны — автогенератора класса М. Его конструкция близка к рассмотренной перед этим системе. Прибор имеет ту же замедляющую систему и один вывод энергии вблизи от электронного прожектора. Генераторы этого типа на сантиметровых волнах позволяют получить полезную мощность до 10 *квт* при к. п. д. порядка 35% и коэффициенте электронной настройки 1 : 2.

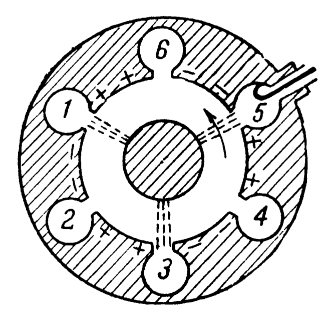


Рис. 10-57. Магнетронный генератор.

Наиболее распространенным из генераторов бегущих волн класса М является м а г н е т р о н. Его замедляющая система представляет собой цепочку резонаторов (рис. 10-57). В отличие от рассмотренных выше генераторов он не имеет электронного прожектора

(его заменяет массивный цилиндрический катод); в нем отсутствует также коллектор. Благодаря этому электронный поток и колебательная система становятся замкнутыми. Как и у рассмотренных ранее генераторов класса М, во вращающемся около катода электронном облаке образуются сгустки («спицы») в областях, где действует тормозящее электрическое поле. На рис. 10-58 дано объемное изображение конструкции магнетрона.

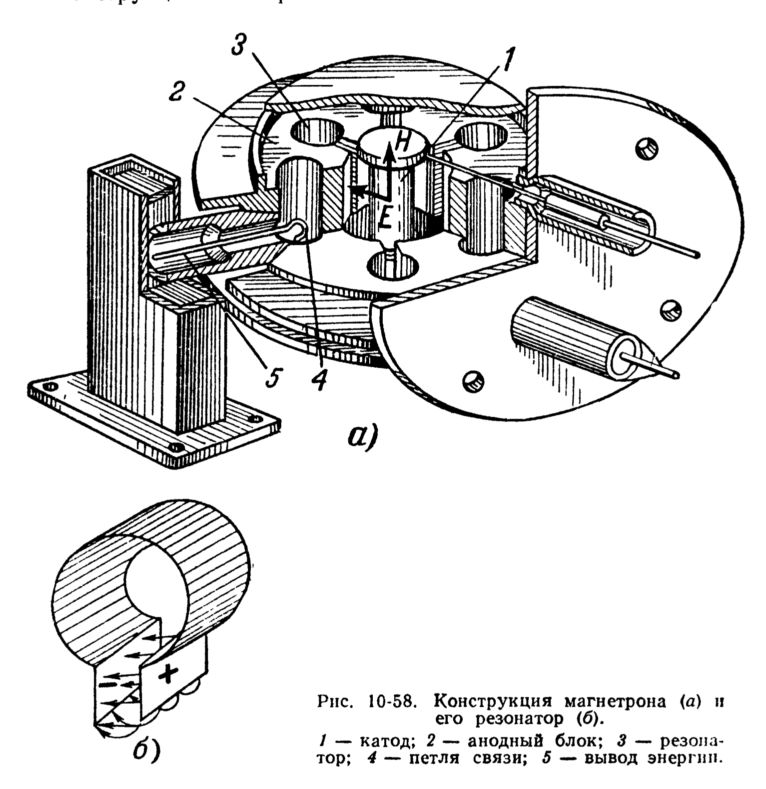


Рис. 10-58. Конструкция магнетрона (*а*) и его резонатор (*б*).

1 — катод; *2* — анодный блок; *3* — резонатор; *4* — петля связи; *5* — вывод энергии.

Замкнутость системы создает новую особенность в работе генератора. Режим установившихся колебаний возможен в генераторе только тогда, когда волна, обойдя замедляющую систему, например, от резонатора *1* (см. рис. 10-57), вернется к нему с той же фазой или отличающейся от нее на целое число 2π *рад*. Бегущая волна тока, обтекая резонаторы, создает на каждом из них падение напряжения, сдвинутое относительно тока на некоторый фазовый угол φ_n, зависящий от расстройки резонаторов относительно частоты генерируемых колебаний. Из условия замкнутости следует, что сумма этих фазовых сдвигов

$$N\varphi_n = 2\pi n, \quad (10\text{-}52)$$

где N — число резонаторов; n — целое число ($n = 0, 1, 2, \ldots$), а фазовый сдвиг на один резонатор

$$\varphi_n = 2\pi \frac{n}{N}. \qquad (10\text{-}53)$$

Легко убедиться, что сдвиг φ_n может принимать различные значения только при $n \leqslant \frac{N}{2}$. Так, если $n = \frac{N}{2} + 1$, то

$$\varphi_{\frac{N}{2}+1} = 2\pi\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{N}\right) = \frac{2\pi}{N} + \pi, \qquad (10\text{-}54)$$

что с точностью до направления отсчета совпадает с

$$\varphi_{\frac{N}{2}-1} = 2\pi\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{N}\right) = \pi - \frac{2\pi}{N}. \qquad (10\text{-}55)$$

Действительно,

$$\varphi_{\frac{N}{2}-1} - 2\pi = -\left(\frac{2\pi}{N} + \pi\right) = -\varphi_{\frac{N}{2}+1}.$$

Следовательно, в магнетроне в отличие от рассмотренных выше генераторов типа М с разомкнутой замедляющей системой могут возбуждаться только $\frac{N}{2} + 1$ разных типов колебаний, соответствующих значениям $n = 0, 1 \ldots \frac{N}{2}$.

Различный фазовый сдвиг на резонаторах может возникнуть только при различной частоте проходящей через них бегущей волны тока. Значит, при различных типах колебаний в магнетроне возбуждаются различные частоты. Как же практически вызвать в магнетроне колебания желаемого типа? В гл. 5 мы познакомились с уравнением бегущей волны (5-4), которое можно переписать в виде

$$u_x = U\cos\left(\omega t - \frac{\omega x}{v}\right). \qquad (10\text{-}56)$$

Второе слагаемое в скобках показывает, насколько изменяется фаза волны при прохождении пути x.

Если расстояние между соседними резонаторами L, а сдвиг фаз колебаний в них (который надо рассматривать как результат запаздывания бегущей волны) φ_n, то согласно уравнению (10-56)

$$\varphi_n = \frac{\omega L}{v_n}, \qquad (10\text{-}57)$$

откуда, учитывая выражение (10-53),

$$v_n = \frac{\omega L}{\varphi_n} = \frac{\omega LN}{2\pi n} = \frac{LNf}{n}. \qquad (10\text{-}58)$$

Последнее выражение показывает, что в зависимости от типа колебаний (номера n) скорость распространения бегущих волн вдоль замедляющей системы различна.

Для эффективного взаимодействия волны с потоком необходимо, чтобы они двигались синхронно — с одинаковой скоростью. Средняя

же скорость потока определяется отношением напряженности электрического и магнитного полей. Следовательно, для возбуждения колебаний желаемого типа нужно установить такое напряжение на аноде, при котором выполнялось бы условие синхронизма потока с волной:

$$v_e = \frac{E}{H} = \frac{LNf}{n}. \tag{10-59}$$

Из этого выражения следует, что скорость бегущей волны убывает с увеличением номера n; наименьшей она будет при максимальном значении $n = N/2$. При этом, как видно из уравнения (10-53), колебания в соседних резонаторах будут сдвинуты друг относительно друга на $\varphi_{N/2} = \pi$ т. е. будут происходить в противофазе. Для возбуждения их согласно выражению (10-59) потребуется минимальное анодное напряжение, что технически выгодно.

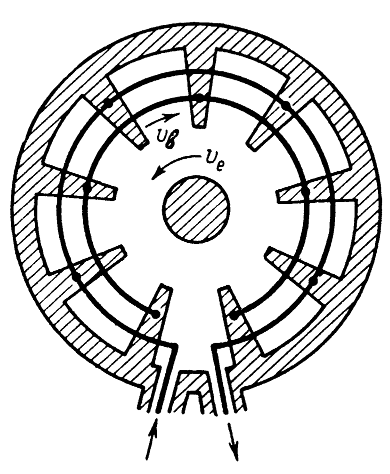


Рис. 10-59. Платинотрон — усилитель (амплитрон).

Подробная теория показывает также, что при колебаниях противофазного типа осуществляется наиболее эффективное взаимодействие потока с волной. Поэтому практически во всех магнетронах используют колебания прстивофазного типа. Поскольку энергия в магнетроне переносится бегущей волной, обходящей последовательно все резонаторы, то нет необходимости отбирать энергию от каждого из них. Для вывода ее в один из резонаторов вставляется петля индуктивной связи, переходящая во внешний фидер.

Магнетрон представляет собой диод, поэтому единственным способом воздействия на амплитуду его колебаний могло бы быть изменение анодного напряжения. Однако это неизбежно привело бы к изменению условий синхронизма, переходу с одного типа колебаний на другие, а следовательно, к скачкам частоты, чего допустить нельзя. Поэтому магнетроны обычно используют в импульсном режиме, подавая на анод питающее напряжение в виде импульсов с возможно более плоской вершиной.

Магнетроны работают в диапазонах дециметровых, но более всего в диапазонах сантиметровых и миллиметровых волн. Они способны развивать в импульсе (на сантиметровых волнах) мощности в десятки мего善ватт при очень высоком к. п. д., достигающем 60—70%.

Магнетрон может возбудиться и при взаимодействии с обратной волной, когда напряжение на аноде ниже, чем при колебаниях типа π.

В последние годы создан новый прибор класса М для усиления дециметровых и сантиметровых волн, основанный на взаимодействии

потока с обратной волной и названный **платинотроном** (рис. 10-59). Замедляющая система платинотрона представляет собой двухпроводную линию, нагруженную на резонаторы лопаточного типа. Катод у него цилиндрический, как и у магнетрона. Поглотителя здесь нет, потому что линия согласуется на входе и на выходе и отраженные волны отсутствуют. Входной сигнал создает бегущие волны с фазовой скоростью $v_в$ в замедляющей системе. При выполнении условия синхронизма (при равенстве скорости электронов v_e скорости волны — $v_в$) происходит описанное выше энергетическое взаимодействие потока с обратной волной.

Усиление прибора невелико (до 20 раз), но он работает с очень высоким к. п. д., достигающим 80%. Благодаря замкнутости потока диапазонные свойства этого усилителя хуже, чем у лампы бегущей волны, но он может все же работать приблизительно внутри 10%-й полосы частот.

10-9. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ И УСИЛИТЕЛИ

В электронных лампах от 10 до 50% подводимой мощности затрачивается в цепи накала, поэтому уже давно ведутся поиски приборов, которые могли бы заменить лампы, не требуя накала. Такими приборами, позволяющими резко повысить экономичность усилителей и генераторов, оказались транзисторы.

Использование их позволяет существенно продвинуться и в другом важнейшем направлении — повышении надежности аппаратуры, поскольку основной причиной выхода ламп из строя являются перегорание нити и потеря эмиссии катодом. Сравнение характеристик электронных ламп и транзисторов (см. гл. 8) обнаруживает их идентичный характер, что дает основание и для тождественного их использования. При этом роль анода выполняет коллектор, роль сетки — база и роль катода — эмиттер.

Основное различие аналогичных схем на транзисторах с разным типом проводимости заключено в полярности источников питания. Если говорить о транзисторах с проводимостью типа *p-n-p*, то для прекращения коллекторного и базового тока необходимо подавать на базу небольшое положительное или нулевое смещение. Поэтому при работе с большими углами отсечки ($\theta \approx 90°$) часто на базу приходится подавать положительное напряжение смещения, при работе же в режиме С оно так же, как и в ламповых генераторах, должно быть отрицательным. К коллектору таких транзисторов подводится отрицательное напряжение относительно эмиттера. На рис. 10-60 приведены схемы усилителя с общим эмиттером и усилителя с общей базой, аналогичные соответственно ламповым усилителям с общим катодом и общей сеткой.

Благодаря большой крутизне, которая у транзисторов достигает в среднем 200 *ма/в* (что на порядок больше, чем у ламп), и малым токам базы усилитель с общим эмиттером обладает значительно бо̀льшим усилением, чем ламповый усилитель с общим катодом. Усиление же генератора с общей базой, как и усилителя с общей сеткой, невелико.

К недостаткам транзисторных усилителей следует отнести, во-первых, сильную зависимость их параметров от температуры, что заставляет усложнять схемы специальными устройствами темпе-

ратурной компенсации, и, во-вторых, ухудшение их усилительных свойств с ростом рабочей частоты.

Схемы транзисторных автогенераторов также аналогичны соответствующим ламповым схемам (рис. 10-61). Однако на относительно

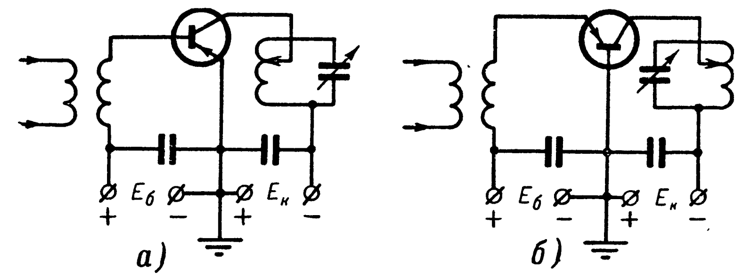


Рис. 10-60 Транзисторные генераторы с внешним возбуждением.
а — генератор с общим эмиттером; *б* — генератор с общей базой.

высоких частотах из-за инерционности носителей зарядов часто оказывается необходимым для выполнения фазового условия самовозбуждения включать в цепь обратной связи дополнительную фазосдвигающую цепочку $R_ф C_ф$ или одиночное реактивное сопротивление $Z_ф$.

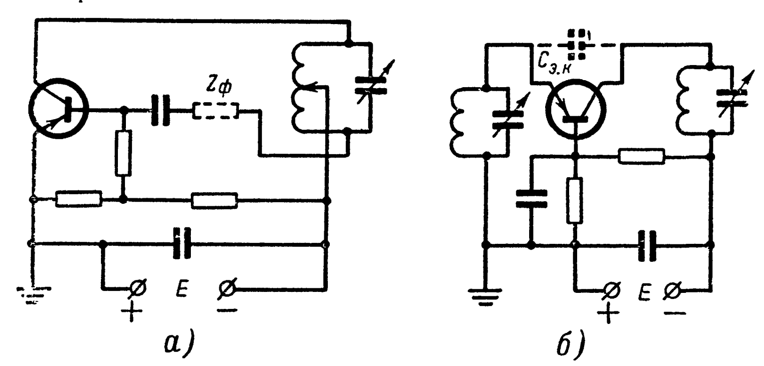


Рис. 10-61. Транзисторные автогенераторы.
а — генератор с автотрансформаторной обратной связью, *б* — двухконтурный автогенератор с общей базой.

Для получения мягкого самовозбуждения и малых углов отсечек в установившемся режиме в транзисторных автогенераторах, как правило, используют схемы комбинированного смещения. Начальное смещение, позволяющее получить в момент включения достаточно высокую крутизну, создается путем подачи части напряжения с коллекторного источника через делитель. В установившемся режиме за счет тока базы цепь автоматического смещения переводит генератор в режим С.

10-10. ГЕНЕРАТОРЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Незатухающие колебания в одиночном контуре возможны только в том случае, если его сопротивление потерь равно нулю. Поскольку любой реальный контур обладает активным сопротивлением, то получение в контурах ламповых генераторов незатухающих колебаний можно рассматривать как результат внесения в него некоторого «отрицательного» сопротивления, компенсирующего его положительное активное сопротивление. Роль такого отрицательного сопротивления в схеме лампового генератора выполняет лампа с источником питания. Если фазовые соотношения в генераторе выдержаны в соответствии с графиками, приведенными на рис. 10-3, то при возрастании анодного тока лампы напряжение между ее анодом и катодом уменьшается (в противоположность увеличению напряжения на обычном активном сопротивлении при возрастании тока). Это является отличительной чертой элемента с отрицательным сопротивлением. При этом сама по себе лампа имеет положительное сопротивление, и свойство отрицательного сопротивления она приобретает только по отношению к первой гармонике анодного тока.

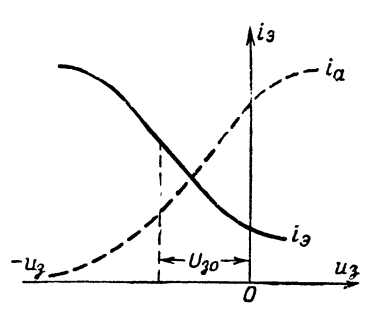


Рис. 10-62. Характеристика тока экранирующей сетки.

Возможны и другие способы использования ламп в качестве отрицательного сопротивления. Например, у многосеточных ламп при увеличении напряжения защитной сетки наблюдается уменьшение тока экранирующей сетки, несмотря на одновременное увеличение ее напряжения вследствие перераспределения электронного потока между анодом и экранирующей сеткой.

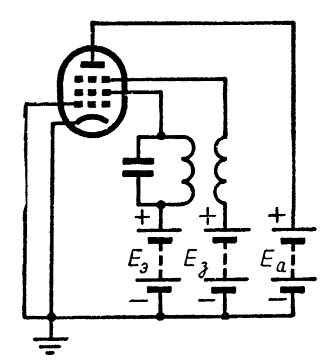


Рис. 10-63. Схема транзитронного генератора.

На рис. 10-62 приведена типичная характеристика тока экранирующей сетки многосеточной лампы в зависимости от напряжения защитной сетки. Если присоединить контур к экранирующей сетке и катоду такой лампы, а в цепь защитной сетки по цепи обратной связи подавать часть напряжения с контура таким образом, чтобы потенциал защитной сетки возрастал, когда возрастет потенциал экранирующей сетки, то ток экранирующей сетки при этом будет уменьшаться и, следовательно, участок лампы катод — экранирующая сетка будет выполнять роль отрицательного сопротивления. На этом явлении основана работа генераторов, получивших название транзитронных (рис. 10-63).

10-11. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ С РЕАКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ ОДНОГО ЗНАКА

Синусоидальные колебания возникают в цепях, содержащих реактивные элементы разных знаков — индуктивности и емкости. Как было показано в гл. 2, в цепях, содержащих активные и реактивные сопротивления одного знака, нарушение электрического равновесия приводит к протеканию резко несинусоидальных токов. Однако это вовсе не означает, что в автоколебательной системе, содержащей активные и реактивные сопротивления одного знака, невозможно выделить синусоидальные колебания. Вспомним, что несинусоидальные токи могут быть представлены в виде суммы бесконечного множества гармонических (синусоидальных) составляющих различных частот. Для возбуждения в системе колебаний только одной частоты нужно составить схему таким образом, чтобы условия самовозбуждения выполнялись только для одной из гармоник. Проще всего этого

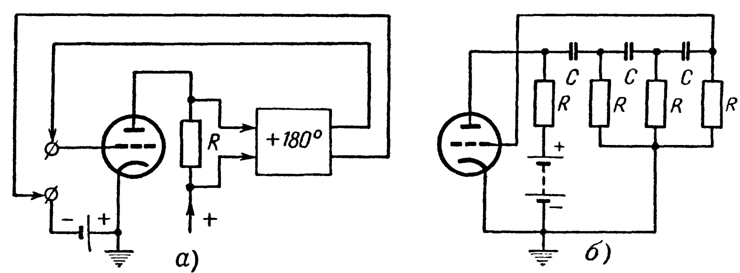


Рис. 10-64 Автогенератор с реактивными сопротивлениями одного знака (генератор RC).

а — автогенератор-усилитель, охваченный петлей обратной связи; *б* — схема автогенератора.

можно добиться, составив цепь обратной связи так, чтобы условия самовозбуждения по фазе выполнялись только для одной частоты.

Можно превратить усилитель на сопротивлении (рис. 10-64, *а*) в автогенератор, если часть усиленного напряжения с анодной нагрузки лампы подавать на управляющую сетку в противофазе с переменной составляющей анодного напряжения. С помощью цепочки из активного сопротивления и конденсатора можно получить сдвиг фазы не более чем на 90°. Практически же обычно получают сдвиг фазы, близкий к 60°. Поэтому для получения сдвига фазы на 180° в цепь обратной связи приходится включать три цепочки из активных сопротивлений и конденсаторов (рис. 10-64, *б*). С последней цепочки напряжение подается на управляющую сетку лампы.

Сдвиг фаз, создаваемый в каждой секции и всей цепочкой в целом, зависит от ее параметров и рабочей частоты. Поэтому нужный сдвиг фаз получается только на одной частоте. На других частотах он получается отличным от 180°, и колебания возбуждаться не могут. В рассмотренной схеме частота генерируемых колебаний

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{6}\,RC}. \qquad (10\text{-}60)$$

Частоту в генераторах данного типа при одном и том же конденсаторе переменной емкости можно изменять в значительно бо́льших пределах, чем в генераторе с колебательными контурами, где она изменяется обратно пропорционально корню из емкости. Это является большим преимуществом генераторов типа *RC*. Например, если конденсатор переменной емкости имеет коэффициент перекрытия $K_c = \frac{C_{макс}}{C_{мин}} = 4$, то в генераторе типа *RC* частоту можно изменять в четыре, а в генераторе типа *LC* только в два раза.

Достоинством данных схем являются также малый вес, габариты и стоимость деталей, что особенно заметно проявляется на низких частотах, где дроссели со стальным сердечником становятся весьма громоздкими и дорогими. В настоящее время разработаны и используются весьма разнообразные схемы генераторов синусоидальных колебаний типа *RC*. Аналогично можно создать и генераторы типа *LR*, но они по сравнению с рассмотренными генераторами имеют больший вес, габариты и меньшую стабильность частоты. Поэтому практического распространения они не получили.

10-12. ЗАТЯГИВАНИЕ ЧАСТОТЫ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ

В первый период развития ламповой радиотехники радиопередающие устройства строились преимущественно по однокаскадной схеме: они состояли из автогенератора, связанного непосредственно с цепью антенны. Для передачи в антенну максимальной мощности старались устанавливать возможно более сильную связь между генератором и антенной. При этом обнаружили, что при настройке антенного контура колебания срывались или настройка генератора становилась неоднозначной, т. е. генерируемая частота зависела от того, как производилась настройка.

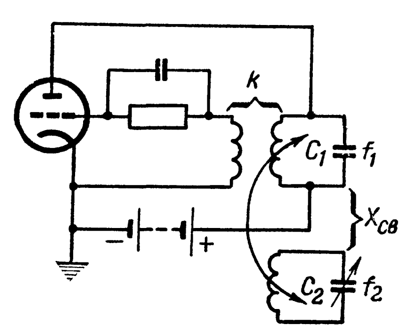


Рис. 10-65. Схема автогенератора, нагруженного на два связанных контура.

Разберем причину этого явления. Если заменить антенну эквивалентным контуром, то из схемы генератора (рис. 10-65) будет видно, что его нагрузкой служит система двух связанных контуров. Предположим, что контур, включенный непосредственно в анодную цепь лампы, настроен конденсатором C_1 на фиксированную частоту f_1, а частота f_2 внешнего контура изменяется конденсатором C_2.

Частота генерируемых колебаний совпадает с резонансной частотой колебательной системы генератора, собственные частоты которой определяются частотами связи двух связанных контуров. Эти частоты изменяются в зависимости от величины связи $X_{св}$ и расстройки их друг относительно друга (см. рис. 3-8).

В первый момент включения генератора возбудятся слабые колебания обеих частот. Однако наличие колебаний одной частоты

в схеме затрудняет возбуждение в ней колебаний других частот. Это объясняется тем, что все автогенераторы работают в нелинейном режиме, т. е. в области с переменным значением крутизны, поэтому средняя крутизна лампы при наличии колебаний оказывается всегда меньше значения ее статической крутизны. Кроме того, наличие колебаний одной частоты приводит к появлению тормозящего поля в лампе совсем не в те моменты времени, когда электроны могут передавать наиболее эффективно энергию контуру, входя в импульсы, следующие с другой частотой. Поэтому быстро нарастающие колебания той частоты, на которой потери в системе меньше, ухудшают условия возбуждения колебаний на второй частоте и последние быстро затухают.

Рассмотрим явления, которые происходят в генераторе при перестройке внешнего контура. Перестройка его приводит к изменению частот связи, одна из которых лежит ниже, а вторая выше частоты обоих контуров. Если частота внешнего контура ниже частоты анодного, то передача энергии из анодного контура во внешний контур будет на нижней частоте $\omega_н$ больше, чем на верхней частоте $\omega_в$, поскольку разность $\omega_н - \omega_2$ меньше разности $\omega_в - \omega_2$ (см. рис. 3-8). Поэтому в генераторе возбуждаются колебания на верхней частоте связи, на которой потери в анодном контуре меньше.

Если настроить внешний контур на частоту выше частоты анодного контура, то он будет расстроен относительно верхней частоты связи меньше, чем относительно нижней частоты связи. Поэтому потери в анодном контуре на передачу энергии во внешнюю цепь станут больше на верхней частоте связи, и в генераторе будут возбуждаться колебания на нижней частоте связи. На рис. 10-66, *а* видно, что когда $\omega_2 < \omega_1$ возрастание частоты ω_2 приводит к уменьшению расстройки внешнего контура относительно рабочей частоты и увеличению тока I_2 во внешнем контуре. При $\omega_2 > \omega_1$ увеличение частоты ω_2 приводит к увеличению расстройки внешнего контура относительно нижней частоты связи, которая возбуждается в генераторе, и уменьшению тока во внешнем контуре.

Если связь анодного контура с внешним контуром достаточно сильная, то при малых расстройках последнего относительно генерируемой частоты переход энергии во внешнюю цепь особенно интенсивен и вследствие этого эквивалентное сопротивление анодного контура сильно уменьшено. Установленной величины обратной связи, как это видно из формулы (10-31), может не хватить для поддержания самовозбуждения и колебания сорвутся. Явления, протекающие в генераторе в этом случае, иллюстрируются графиками на рис. 10-66, *б*.

Очевидно, что срыв колебаний можно устранить увеличением обратной связи. Явления в генераторе при увеличении частоты внешнего контура будут протекать тогда следующим образом. В области $\omega_2 \leqslant \omega_1$ возбуждаются колебания на верхней частоте связи. Несмотря на создание в схеме более благоприятных (с точки зрения потерь) условий для возбуждения колебаний на нижней частоте связи, они при переходе через частоту ω_1 до частоты срыва $\omega_{2ср}$ еще не возбуждаются, так как наличие колебаний верхней частоты уменьшает среднюю крутизну лампы и препятствует их возникновению. Только на частоте $\omega_2 = \omega_{2ср}$ создавшиеся значительно более благоприятные условия для возбуждения колебаний на нижней частоте связи приводят к резкому изменению частоты колебаний (рис. 10-66, *в*). До скачкообразного изменения частоты увеличивающийся отсос энер-

гии во внешний контур приводит к росту тока в нем. Естественно, что при обратной перестройке с уменьшением частоты внешнего контура наблюдается з а т я г и в а н и е генерации на нижней частоте (штриховые линии на рис. 10-66, *в*), а затем перескок на верхнюю частоту связи.

Таким образом, образуется область настроек внешнего контура $\omega_{1ср} \div \omega_{2ср}$, внутри которой рабочая частота генератора зависит от

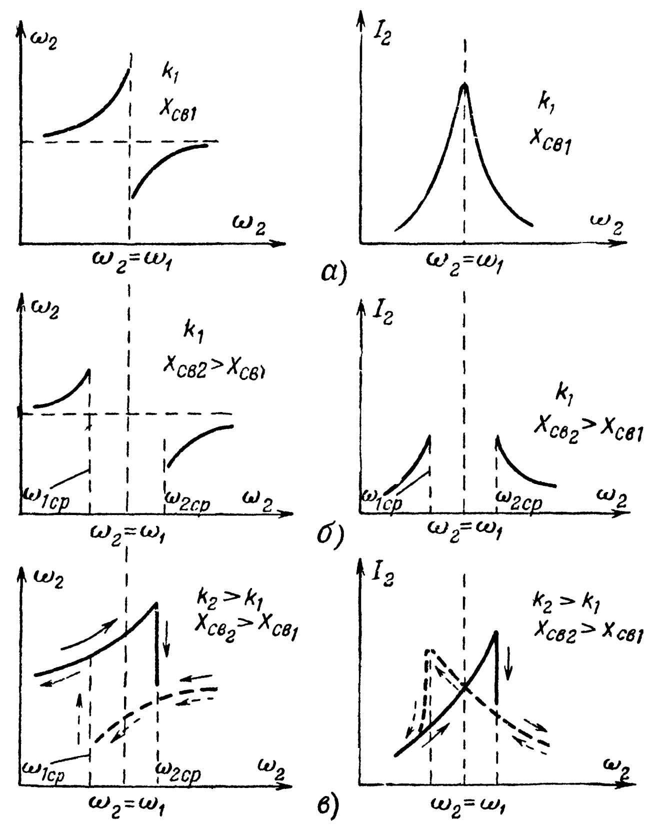


Рис. 10-66. Затягивание частоты в двухконтурном автогенераторе.

того, каким образом производится его настройка. С этим неприятным явлением можно столкнуться при использовании однокаскадных передатчиков, которые применяются во многих импульсных радиоустройствах. В многокаскадных передатчиках автогенератор также всегда связан с последующими каскадами, поэтому попытка увеличить связь с ними сверх некоторого предела может привести к возникновению затягивания. В некоторых устройствах явление затягивания используется для стабилизации частоты.

Следует обратить внимание на то, что затягивание частоты возможно только в таких генераторах, в которых один из контуров играет роль «внешнего» контура, т. е. энергия из него не передается обратно в цепь автогенератора и для генератора является энергией потерь В двухконтурных схемах с общим анодом, катодом или сеткой второй контур входит в цепь обратной связи. Из графиков на рис. 10-29 видно, что в этих генераторах на разных частотах связи знаки коэффициентов обратной связи противоположны, поэтому может возбуждаться только одна из частот связи. В таких схемах явление затягивания может наблюдаться в том случае, когда контур, определяющий частоту генерируемых колебаний, сильно связан с внешней цепью.

10-13. ЗАХВАТЫВАНИЕ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРА

Если автогенератор, генерирующий колебания частоты $\omega_{г0}$, подвергнуть воздействию внешней э. д. с. достаточно большой амплитуды с частотой $\omega_в$, мало отличающейся от частоты $\omega_{г0}$, то частота автогенератора может измениться и после переходного процесса стать равной частоте внешней э. д. с Это явление получило название захватывания или полного увлечения частоты. Иногда захватывание называют также принудительной синхронизацией. При заданной интенсивности внеш-

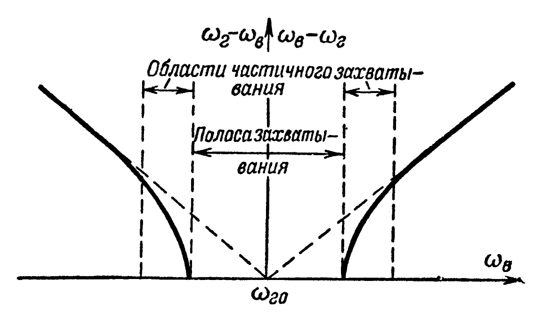


Рис. 10-67. Захватывание частоты автогенератора.

него сигнала оно наблюдается в некоторой области частот, лежащих близко к частоте собственных колебаний автогенератора, которая называется полосой захватывания. При несколько большей разности частот наблюдается лишь частичное изменение частоты автогенератора. Это явление называют частичным захватыванием (или увлечением) частоты. Начиная с некоторых расстроек, внешнее воздействие не приводит к изменению рабочей частоты автогенератора.

На рис. 10-67 приведен график изменения разности рабочей частоты генератора и частоты внешней вынуждающей силы в зависимости от ее частоты. В полосе захватывания эта разность равна нулю, в области частичного захватывания она отлична от нуля, и вне ее разность нарастает линейно, поскольку частота $\omega_г$ перестает изменяться. Объяснить это можно следующим образом. На какую бы цепь автогенератора ни воздействовала внешняя э. д. с., на сетке лампы

из-за наличия обратной связи появится переменная э. д. с. с частотой внешнего источника. Если эта частота сравнительно мало отличается от частоты автогенератора, а амплитуда наведенных колебаний сравнима с амплитудой напряжения на сетке лампы автогенератора, то в сеточной цепи возникнут биения колебаний этих двух частот. В некоторый момент времени максимальные положительные значения обеих величин совпадают (рис. 10-68), они складываются и результирующее колебание равно сумме их амплитуд. Через период одна из величин снова достигнет максимального значения, а вторая величина в этот момент будет иметь меньшее значение, и поэтому их сумма будет меньше, чем в первом случае.

От периода к периоду сдвиг фаз между колебаниями будет расти и амплитуда результирующего колебания будет уменьшаться. Когда сдвиг фаз превысит 120°, колебания начнут ослаблять друг друга, а при сдвиге фаз в 180° амплитуда результирующего колебания достигнет разности амплитуд обоих колебаний. Дальнейшее увеличение сдвига фаз приведет к появлению и постепенному нарастанию амплитуды результирующего колебания. Когда же сдвиг фаз достигнет 360°, амплитуды колебаний будут вновь складываться. Таким образом, в результате сложения двух колебаний разных частот возникают новые колебания с периодически нарастающей и убывающей амплитудой.

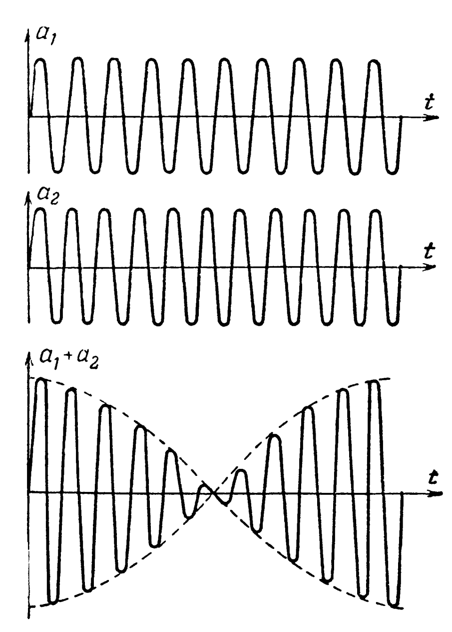


Рис. 10-68. Биения при сложении колебаний близких частот.

Для определения частоты результирующих колебаний и периода изменения их амплитуды рассмотрим данное явление математически. Если в цепи происходит сложение двух высокочастотных колебаний с одинаковой амплитудой:

$$a_1\ (t) = A \sin 2\pi f_1 t$$

и

$$a_2\ (t) = A \sin 2\pi f_2 t,$$

то в результате их сложения получим:

$$a_1\ (t) + a_2\ (t) = A\ (\sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi f_2 t).$$

Используя известную тригонометрическую формулу преобразования суммы двух синусоидальных величин в произведение

$$\sin\alpha + \sin\beta = 2\cos\frac{\alpha-\beta}{2}\sin\frac{\alpha+\beta}{2},$$

получим:

$$a_1(t) + a_2(t) = 2A\cos 2\pi\frac{f_1-f_2}{2}t\sin 2\pi\frac{f_1+f_2}{2}t. \quad (10\text{-}61)$$

Если частота f_1 близка к частоте f_2, то частота первого сомножителя мала и его можно рассматривать как переменную амплитуду высокочастотного колебания частоты

$$\frac{f_1+f_2}{2}.$$

Таким образом, *в результате биений двух высокочастотных колебаний возникают новые высокочастотные колебания с частотой, равной среднему значению их частот:*

$$f = \frac{f_1+f_2}{2} \quad (10\text{-}62)$$

и переменной амплитудой, максимальные значения которой повторяются с частотой, равной разности их частот:

$$F = f_1 - f_2. \quad (10\text{-}63)$$

Уравнение колебаний биений показывает, что при переходе амплитуды через нуль фаза высокочастотных колебаний меняется на обратную, поскольку $\cos\frac{f_1-f_2}{2}t$ изменяет свой знак.

В тех случаях, когда амплитуды колебаний разных частот A_1 и A_2 неодинаковы, амплитуда результирующего колебания изменяется от максимального значения $A_1 + A_2$, когда колебания складываются, до минимального значения $A_1 - A_2$, когда колебания взаимно ослабляются. Период изменения амплитуды в этом случае легко определить из следующих соображений. Если в начальный момент времени максимальные фазы колебаний совпадали, то их новое совпадение произойдет через время T, за которое одна из величин совершит n, а вторая $n+1$ колебаний, т. е. $T = nT_1$ и $T = (n+1)T_2$. Приравнивая правые части этих выражений, получим:

$$n = \frac{T_2}{T_1 - T_2}.$$

Подставив затем это соотношение в первое равенство, мы найдем период изменения амплитуды результирующего колебания:

$$T = \frac{1}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}}$$

или частоту изменения амплитуды

$$F = \frac{1}{T} = f_1 - f_2,$$

которая равна разности частот складываемых колебаний.

Вернемся теперь к изучению явления захватывания частоты в автогенераторе. Из проведенного рассмотрения следует, что в результате биений напряжения автогенератора и внешней э. д. с. амплитуда результирующих колебаний будет изменяться с частотой $\omega_{г0} - \omega_{в}$, а их частота

$$\omega'_{р} = \frac{\omega_{г0} + \omega_{в}}{2}.$$

Поскольку частоты $\omega_{г}$ и $\omega_{в}$ близки друг к другу, их разность получается во много раз меньше частоты результирующих колебаний. Поэтому, рассматривая явления в течение малых промежутков времени (порядка нескольких периодов колебаний), можно изменение их амплитуды не учитывать.

Анодный ток лампы определяется в основном напряжением на управляющей сетке, поэтому он также станет изменяться с частотой $\omega_{р}$. Проходя через анодный контур, он будет создавать на нем падение

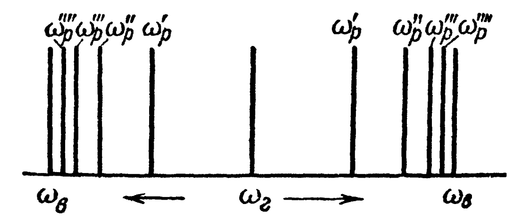


Рис. 10-69. Изменение частоты автогенератора в процессе захватывания.

напряжения новой частоты $\omega'_{р}$. Нетрудно видеть, что если $\omega_{в} > \omega_{г0}$, то новая частота, являющаяся средней частотой между $\omega_{в}$ и $\omega_{г0}$, будет больше $\omega_{г0}$, но меньше $\omega_{в}$, т. е. генерируемая частота возрастет. Новая частота $\omega'_{р}$ создаст биение с внешней э. д. с. и даст колебания с частотой

$$\omega''_{р} = \frac{\omega'_{р} + \omega_{в}}{2},$$

которая будет более высокой, чем частота $\omega'_{р}$, но более низкой, чем частота $\omega_{в}$ (рис. 10-69), и частота в схеме возрастет еще больше.

Такой процесс нарастания частоты будет происходить весьма быстро и дальше, пока после некоторого n-го цикла частота генерируемых колебаний почти точно не совпадет с частотой внешнего источника $\omega_{р}^{(n)} = \omega_{в}$. После этого изменение частоты прекратится. То же самое происходит и тогда, когда частота внешней э. д. с. меньше частоты генератора, но в этом случае частота генератора будет уменьшаться, пока не совпадет с частотой внешнего источника. График, построенный на рис. 10-69, следует понимать условно как результат измерений мгновенных значений частоты в отдельные моменты времени. В действительности процесс изменения частоты протекает непрерывно.

Чем больше отличается частота внешнего источника от собственной частоты автогенератора, тем больше расстройка анодного контура относительно вынужденной частоты. Начиная с некоторой расстройки,

условия возбуждения внешней частоты $\omega_в$ в схеме не выполняются, и явление захватывания исчезает. Однако это не означает, что влияние внешнего источника полностью прекращается. Рассмотренный выше процесс постепенного приближения частоты генерируемых колебаний к частоте внешнего источника остановится на известной стадии, и в схеме установится некоторая промежуточная частота

$$\omega_р^k = \frac{\omega_р^{(k-1)} + \omega_в}{2},$$

для которой условия самовозбуждения будут более благоприятны, чем для следующей частоты биений. Эта промежуточная частота будет тем ближе к частоте внешнего источника, чем меньше он расстроен относительно начальной частоты генератора.

Данное явление получило название частичного захватывания или увлечения частоты. Оно наблюдается в некоторой области расстроек, за которой явление частичного захватывания прекращается, как это и показано на рис. 10-67. Захватывание частоты используется в целом ряде радиотехнических устройств, например для синхронизации генератора от другого более стабильного генератора, для выделения и усиления колебаний нужной частоты при действии в цепи э. д. с. многих частот, для умножения частоты путем синхронизации генератора высшими гармониками возбуждающей э. д. с. и т. п.

10-14. ГЕНЕРАТОРЫ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Для передачи той или иной информации, для одновременного запуска различных устройств, для последовательного срабатывания различных цепей через определенные промежутки времени и для других целей в современных радиотехнических устройствах широко используются генераторы электрических колебаний самой различной несинусоидальной формы. Такие колебания получили название **релаксационных**.

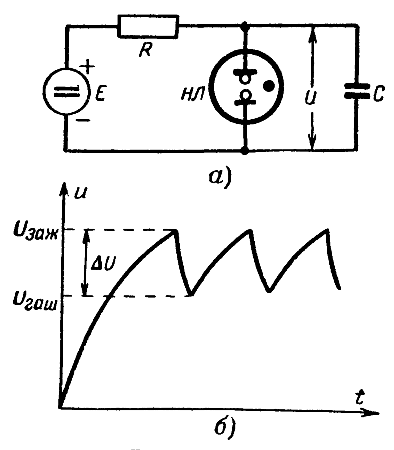


Рис. 10-70. Генератор релаксационных колебаний с неоновой лампочкой.

Простейшая схема генератора релаксационных колебаний показана на рис. 10-70. В ней к источнику постоянного напряжения E через сопротивление R подключена неоновая лампа $НЛ$, параллельно которой включен конденсатор C. Начиная с момента включения, конденсатор заряжается от источника через сопротивление R. Когда напряжение на конденсаторе достигает потенциала зажигания неоновой лампы, в ней возникает ионный разряд, внутреннее сопротивление ее становится весьма малым (оно измеряется обычно сотнями ом) и конденсатор начинает разряжаться через лампу.

Разряд продолжается до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не упадет до потенциала гашения, который лежит ниже потенциала зажигания. Сопротивление R ограничивает ток, протекающий от источника, и не дает возможности поддерживать разряд в лампе, поэтому она гаснет, и конденсатор начинает снова заряжаться от источника через сопротивление R.

Процесс заряда и разряда конденсатора через сопротивление происходит по экспоненциальному закону (см. гл. 2). При заряде конденсатора через большое сопротивление R процесс нарастания напряжения происходит медленно, а разряд через малое внутреннее сопротивление лампы протекает во много раз быстрее. На рис. 10-70, *б* приведен график изменения напряжения U, имеющий пилообразный характер.

Несмотря на свою простоту, такой генератор используется сравнительно редко из-за нестабильности потенциалов зажигания и гашения неоновой лампы, которые зависят от температуры, освещения, предыдущего состояния прибора и других случайных причин, а также вследствие малой амплитуды колебаний.

$$\Delta U = U_{\text{заж}} - U_{\text{гаш}},$$

где $U_{\text{заж}}$ — напряжение зажигания, а $U_{\text{гаш}}$ — напряжение гашения неоновой лампы. Более стабильные генераторы несинусоидальных колебаний могут быть получены при использовании электронных ламп.

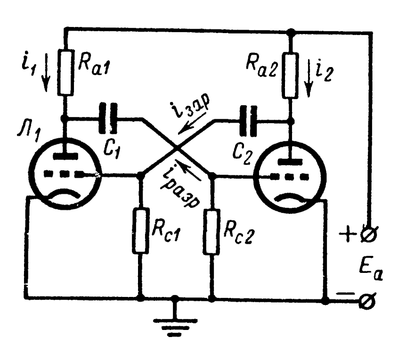


Рис. 10-71. Схема мультивибратора.

В схеме релаксационного генератора, называемого **мультивибратором** (рис. 10-71), используются два триода. Процесс возбуждения колебаний в этой схеме может быть описан следующим образом.

Пусть в некоторый момент времени в схеме существует состояние электрического равновесия, т. е в соответствующих цепях обоих плеч схемы протекают одинаковые токи. Сколько-нибудь длительно это состояние существовать не может вследствие ничтожных случайных изменений электронного потока в лампах. Предположим, что в какой-то момент времени анодный ток лампы $Л_1$ немного возрастет, тогда падение напряжения на сопротивлении R_{a1} увеличится. Сумма же напряжений на сопротивлении R_{a1} и лампе $Л_1$ всегда остается постоянной и равной напряжению источника питания:

$$U_{R_{a1}} + U_{a1} = E_a,$$

где $U_{R_{a1}}$ — падение напряжения на сопротивлении R_{a1};

U_{a1} — напряжение на аноде лампы $Л_1$.

Следовательно, если $U_{R_{a1}}$ увеличилось, то U_{a1} должно уменьшиться, вследствие чего конденсатор C_1, подключенный через сопротивление R_{c2} параллельно лампе $Л_1$, должен начать разряжаться. Его разрядный ток $i_{\text{разр}}$ проходит снизу вверх через сопротивление R_{c2}, стоящее в цепи сетки лампы $Л_2$, и увеличивает отрицательный потен-

циал сетки этой лампы по отношению к ее катоду. Это приводит к уменьшению анодного тока лампы $Л_2$. В свою очередь уменьшение анодного тока лампы $Л_2$ приводит к уменьшению падения напряжения на сопротивлении $R_{а2}$. Поэтому конденсатор C_2 начинает заряжаться. Его зарядный ток $i_{зар}$, проходя сверху вниз через сопротивление $R_{с1}$, повышает потенциал сетки лампы $Л_1$ относительно ее катода, что способствует дальнейшему нарастанию анодного тока этой лампы. Нужно заметить, что появление положительного напряжения на сетке лампы $Л_1$ приводит к появлению сеточного тока. Поэтому конденсатор C_2 заряжается также через участок сетка — катод лампы $Л_1$. Из сказанного следует, что в схеме существует положительная обратная связь, а это приводит к быстрому возрастанию тока лампы $Л_1$ и убыванию тока лампы $Л_2$.

Первая стадия процесса заканчивается полным запиранием лампы $Л_2$ и прохождением большего тока через лампу $Л_1$. Однако такое состояние схемы сохранится недолго. Конденсатор C_1 разрядится через открытую лампу $Л_1$, ток в его цепи будет уменьшаться, что приведет к постепенному возрастанию напряжения на сетке лампы $Л_2$. В некоторый момент времени напряжение на ней превысит напряжение запирания, и в ее анодной цепи возникнет ток, вследствие чего появится падение напряжения на сопротивлении $R_{а2}$ и анодное напряжение на лампе $Л_2$ начнет уменьшаться. В результате этого конденсатор C_2 начнет разряжаться через сопротивление $R_{с1}$, уменьшая напряжение на сетке лампы $Л_1$, что в свою очередь приведет к уменьшению анодного тока этой лампы и увеличению напряжения на ее аноде. Тогда конденсатор C_1 начнет заряжаться через сопротивление $R_{с2}$, увеличивая напряжение на сетке лампы $Л_2$, в результате чего увеличится и ток через эту лампу. Таким образом, происходит лавинообразное нарастание тока в лампе $Л_2$ и убывание тока в лампе $Л_1$. Схема, как говорят, опрокидывается, т. е. то, что происходило сначала в лампе $Л_1$, теперь происходит в лампе $Л_2$, и наоборот. В дальнейшем описанный процесс будет повторяться, и схема будет создавать периодическую последовательность релаксационных колебаний.

Определим, какую форму будут иметь колебания в различных цепях генератора (рис. 10-72). В момент времени, когда лампа $Л_2$ заперта, конденсатор C_2 еще не кончит заряжаться, поскольку скачок тока в лампе происходит весьма быстро, а постоянная времени цепи заряда, определяемая емкостью конденсатора C_2 и сопротивлениями $R_{а2}$ и $R_{с1}$, имеет большую величину (следует учитывать, что последнее сопротивление шунтируется относительно малым входным сопротивлением отпертой лампы $Л_1$).

Сопротивления $R_{а1}$ и $R_{а2}$ в анодной цепи ламп выбирают не очень большими. Поэтому заряд конденсатора C_2 заканчивается через небольшой отрезок времени Δt после начала запирания лампы. За это время анодное напряжение на лампе $Л_2$ достигает максимального значения, равного напряжению источника $E_а$, а напряжение на сетке лампы $Л_1$ падает до нуля, поскольку зарядный ток прекращается и падение напряжения на сопротивлении $R_{с1}$ исчезает.

Одновременно конденсатор C_1 вследствие полного отпирания лампы $Л_1$ и увеличения падения напряжения на сопротивлении $R_{а1}$ начнет разряжаться через эту лампу и сопротивление $R_{с2}$. Это сопротивление выбирается весьма большим, поэтому процесс разряда протекает сравнительно медленно. Поскольку разрядный ток максимален в первый момент, а в дальнейшем спадает по экспоненциальному за-

кону, то соответственным образом будет изменяться и напряжение на сопротивлении R_{c2}, т. е. напряжение u_{c2} в цепи сетки лампы $Л_2$.

Ток через сопротивление R_{a1} быстро нарастает до максимума, а затем несколько уменьшается по экспоненциальному закону, из-за спадания сеточного напряжения u_{c1} до нуля и в дальнейшем до опро-

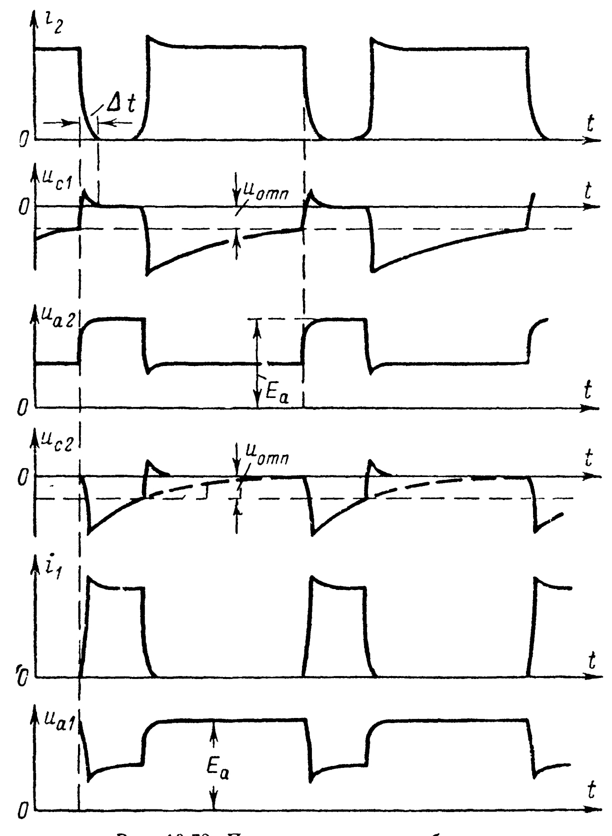


Рис. 10-72. Процессы в мультивибраторе.

кидывания схемы больше не изменяется. Соответственно этому изменяется напряжение на аноде лампы $Л_1$:

$$u_{a1} = E_a - i_1 R_{a1}.$$

В тот момент, когда напряжение на сетке лампы $Л_2$ вследствие уменьшения разрядного тока конденсатора C_1 возрастает до напряжения $U_{отп}$, она резко отпирается, а лампа $Л_1$, наоборот, запирается, и все процессы в схеме протекают аналогично описанным выше, но в обратном направлении.

В момент запирания лампы $Л_1$ потенциал сетки лампы $Л_2$ резко возрастает за счет напряжения, созданного током заряда конденсатора C_1 на сопротивлении R_{c2}, а затем постепенно спадает до нуля по мере его прекращения. Разрядный ток конденсатора C_2 создает на сопротивлении R_{c1} большое отрицательное напряжение при отпирании лампы $Л_2$. По мере спада разрядного тока сеточное напряжение возрастает и, когда оно превысит напряжение отпирания лампы, произойдет новый скачок, и процессы повторятся снова. В промежутке между скачками анодные токи и напряжения ламп остаются неизменными, если не считать коротких промежутков времени, в течение которых происходят переходные процессы, следующие непосредственно за опрокидыванием схемы.

Графики, приведенные на рис. 10-72, показывают, что форма колебаний в схеме содержит резкие переходы, т. е. имеет разрывной характер. Спектр таких колебаний содержит большое количество гармоник значительной интенсивности, что и послужило причиной названия этого генератора мультивибратором, т. е. генератором многочисленных колебаний. Разбор работы схемы позволяет заключить, что длительность отдельных процессов в цикле определяется постоянными времени цепи разряда и заряда конденсаторов C_1 и C_2, что дает возможность легко изменять их длительность в широких пределах. Поэтому схема мультивибратора и ее многочисленные варианты получили большое распространение в импульсных радиоустройствах.

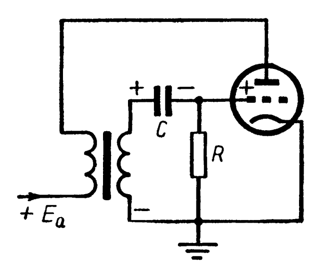


Рис. 10-73. Схема блокинг-генератора.

Не менее широкое распространение в схемах импульсных радиоустройств имеет блокинг-генератор, позволяющий получать чрезвычайно короткие и мощные импульсы, длительность и частота повторения которых могут изменяться сравнительно просто и в широких пределах. На рис. 10-73 изображена одна из возможных схем блокинг-генераторов. В анодную цепь лампы включена первичная обмотка трансформатора со стальным или магнитодиэлектрическим сердечником; его вторичная обмотка подключена к сетке лампы через цепь автоматического смещения, состоящую из конденсатора C и сопротивления R. Обмотки трансформатора включены так, что при увеличении анодного тока на конце вторичной обмотки, соединенном с сеткой, возрастает положительный потенциал. Таким образом, между анодной и сеточной цепями существует сильная положительная обратная связь.

Рассмотрим процесс возникновения колебаний в схеме. При подключении схемы к источнику питания в анодной цепи возникает ток. Увеличение его приводит к появлению на верхнем конце вторичной обмотки трансформатора положительного потенциала. Этот положительный потенциал передается через конденсатор C на сетку лампы (положительные заряды на левой обкладке конденсатора притянут на его правую обкладку отрицательные заряды, которые перейдут туда с сетки). На сетке окажется избыток положительных зарядов, что вызовет дальнейшее увеличение анодного тока и в свою очередь это еще больше увеличит положительный потенциал сетки и т. д.

Так возникнет лавинообразное нарастание анодного тока, которое обычно длится сотые доли микросекунды.

Развитие этого процесса прекращается в результате того, что увеличение положительного потенциала сетки u_c приводит к перераспределению электронного потока в лампе: все большая и большая его часть начинает поступать на сетку и меньшая на — анод, в результате чего крутизна лампы уменьшается (рис. 10-74, *а*) В некоторых случаях сеточный ток может даже превысить анодный.. Он будет заряжать конденсатор *C* во время нарастания анодного тока и в течение небольшого отрезка времени после прекращения его увеличения.

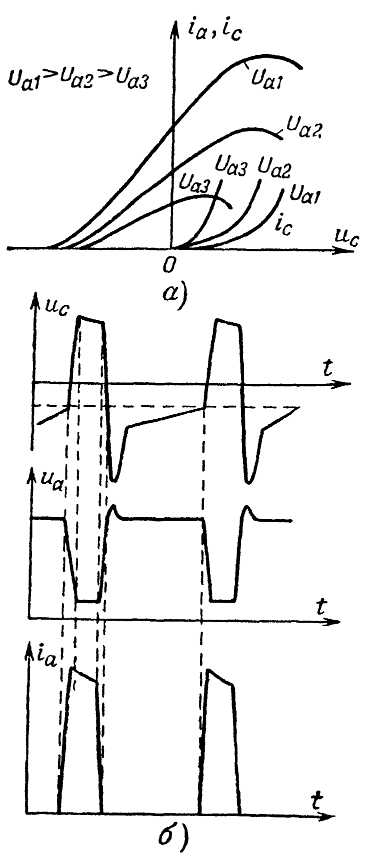


Рис. 10-74. Явления в блокинг-генераторе.

а — характеристики анодного и сеточного токов триода; *б* — токи и напряжения в генераторе.

Прекращение нарастания анодного тока i_a сначала не приводит к исчезновению напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Это можно понять, если учесть, что согласно правилу Ленца ток во вторичной обмотке трансформатора создает в сердечнике размагничивающее поле. Этот же ток (ток сетки) убывает вначале весьма быстро даже при небольшом уменьшении напряжения на сетке, поскольку лампа работает в области характеристик сеточного тока с большой крутизной. За счет убывания тока сетки магнитный поток в сердечнике в течение времени, измеряемом микросекундами, продолжает еще нарастать, и напряжение на вторичной обмотке трансформатора изменяется мало.

Начавшееся уменьшение напряжения на сетке мало сказывается на анодном токе, поскольку рабочая точка лампы находится в области очень малой крутизны. Однако в результате разряда конденсатора через короткий промежуток времени, исчисляемый микросекундами, напряжение на сетке настолько уменьшается, что анодный ток начинает заметно убывать. Уменьшение анодного тока вызывает возникновение отрицательного напряжения на вторичной обмотке трансформатора, что способствует дальнейшему уменьшению анодного тока. Происходит лавинообразный процесс спада анодного тока, заканчивающийся запиранием лампы. Одновременно напряжение на управляющей сетке от положительных значений быстро переходит к отрицательным за

счет большой амплитуды отрицательного напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Резкое уменьшение анодного тока до нуля создает большой короткий импульс отрицательного напряжения на вторичной обмотке трансформатора. После его окончания начнется процесс разряда конденсатора через обмотку трансформатора и большое сопротивление R. На этой стадии процесса входное сопротивление запертой лампы очень велико (сеточных токов нет) и оно не шунтирует сопротивление R. Поэтому разряд имеет весьма большую длительность, и отрицательное напряжение на сетке лишь спустя относительно долгое время спадает до значения, при котором вновь появляется анодный ток в лампе и возникнет новый кратковременный импульс.

Графики процессов, происходящих в схеме (рис. 10-74, *б*), показывают, что колебания в ней имеют вид положительных кратковременных импульсов сеточного напряжения и отрицательных импульсов анодного напряжения $u_а$. Длительность импульсов определяется в основном видом статических характеристик лампы, величиной сеточных токов и емкостью конденсатора. Последний параметр легко поддается регулировке. Длительность же интервала между импульсами (т. е. частота их повторения) может при этом в широких пределах изменяться за счет сопротивления R. Такая регулировка позволяет раздельно изменять длительность импульсов и частоту их следования.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

11-1. ПОНЯТИЕ О ПРЕОБРАЗОВАНИИ КОЛЕБАНИЙ

В любом радиотехническом устройстве приходится встречаться с преобразованием электрических колебаний. Чтобы использовать высокочастотные колебания для передачи сигналов, необходимо каким-либо образом воздействовать на них, передавая их в виде раздельных посылок определенной длительности или изменяя их амплитуду, фазу или частоту в соответствии с передаваемым сигналом. При приеме этих колебаний необходимо на основании изменения одного из параметров высокочастотных колебаний или длительности посылок восстановить передаваемый сигнал. Происходящие при этом *процессы изменения формы, частоты или фазы будем в дальнейшем называть преобразованием колебаний.*

Виды преобразований и типовые схемы преобразователей электрических колебаний чрезвычайно многочисленны и разнообразны. Мы рассмотрим здесь лишь наиболее важные и распространенные из них. Все виды преобразований можно разделить на два основных типа: линейные и нелинейные. Первые, осуществляемые в линейных цепях, т. е. цепях, подчиняющихся закону Ома, могут приводить только к изменениям амплитудных и фазовых соотношений в спектре сложного сигнала. В нелинейных цепях происходят более сложные преобразования, приводящие к изменению самого состава спектра сигнала, т. е. появлению на выходе таких составляющих, которых не было во входном сигнале. К линейным относятся цепи, параметры которых

не зависят от действующих в них токов и напряжений. В нелинейных же цепях изменение токов и напряжений приводит к изменениям их активных или реактивных сопротивлений, вследствие чего напряжения и токи оказываются не пропорциональными друг другу, а связанными более сложными зависимостями.

Одно и то же устройство часто может выполнять роль как линейного, так и нелинейного элемента в зависимости от способа его использования. Например, если использовать лампу на участке *АБ* ее характеристики, идеализированной в виде ломаной линии (рис. 11-1), то она будет вести себя как линейный элемент. Если же использовать ее на участке *ВБ*, то лампа ведет себя как нелинейный элемент и с ее помощью можно осуществлять нелинейные преобразования колебаний.

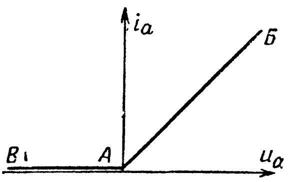


Рис. 11-1. Использование лампы в качестве линейного и нелинейного элемента.

Ознакомимся сначала с одним из важнейших видов преобразований высокочастотных колебаний — модуляцией. Для передачи звуковых сигналов по радио один из параметров высокочастотных колебаний — амплитуду, частоту или фазу изменяют в соответствии с передаваемым сигналом. Этот процесс называют соответственно амплитудной, частотной или фазовой модуляцией. Наиболее проста и наиболее распространена амплитудная модуляция.

11-2. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Предположим, что нужно передать простой звуковой сигнал одного тона (частоты) и постоянной амплитуды. Для этого прежде всего необходимо превратить акустические (звуковые) колебания в электрические. Задача эта обычно решается с помощью микрофона. Полученное от микрофона переменное напряжение непосредственно или после усиления подают на модулятор. Это напряжение (рис. 11-2, *а*) подчиняется закону:

$$u_{зв} = U_{mзв} \sin \Omega t, \tag{11-1}$$

где Ω — частота звукового сигнала.

При амплитудной модуляции амплитуда высокочастотных колебаний должна изменяться в соответствии с этим законом (рис. 11-2, *б*), т. е. убывать при отрицательном полупериоде напряжения сигнала и возрастать при положительном:

$$U = U_0 + U_\Omega \sin \Omega t, \tag{11-2}$$

где U — мгновенное значение амплитуды высокочастотных колебаний;

U_0 — амплитуда высокочастотных колебаний при отсутствии модуляции, т. е. когда звуковой сигнал, воздействующий на микрофон, не поступает;

U_Ω — максимальное отклонение амплитуды колебаний от значения U_0 при воздействии звукового сигнала на микрофон.

Это выражение часто записывают в виде

$$U = U_0 \left(1 + \frac{U_\Omega}{U_0} \sin \Omega t\right). \tag{11-3}$$

Относительную величину максимального изменения амплитуды высокочастотных колебаний называют **коэффициентом** (глубиной) **модуляции**:

$$\frac{U_\Omega}{U_0} = m. \qquad (11\text{-}4)$$

Его обычно выражают в процентах

$$\frac{U_\Omega}{U_0} 100 = m\%.$$

Амплитуда колебаний U имеет максимальное значение при $\sin \Omega t = 1$:

$$U_{макс} = U_0\ (1 + m) \qquad (11\text{-}5)$$

и минимальное значение при $\sin\ \Omega t = -1$:

$$U_{мин} = U_0\ (1 - m). \qquad (11\text{-}6)$$

Из суммы равенств (11-5) и (11-6) получаем:

$$U_0 = \frac{1}{2}\left(U_{макс} + U_{мин}\right), \qquad (11\text{-}7)$$

а из разности

$$m = \frac{U_{макс} - U_{мин}}{2U_0}. \qquad (11\text{-}8)$$

Из равенств (11-8) и (11-7) следует, что

$$m = \frac{U_{макс} - U_{мин}}{U_{макс} + U_{мин}}. \qquad (11\text{-}9)$$

Очевидно, что наибольший коэффициент модуляции будет в том случае, когда амплитуда колебаний изменяется от $U_{мин} = 0$ до $U_{макс} = 2\ U_0$. При этом, как следует из выражения (11-9), $m = 1$ (или $m = 100\%$). График колебаний для этого случая изображен на рис. 11-2, *в*.

Уравнение высокочастотных колебаний, модулированных по амплитуде, можно записать в виде

$$u = U \sin \omega t = U_0\ (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t, \qquad (11\text{-}10)$$

где ω — частота высокочастотных колебаний.

Раскрыв скобки, получим:

$$u = U_0 \sin \omega t + U_0 m \sin \Omega t \sin \omega t. \qquad (11\text{-}11)$$

Так как

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2}\ [\cos (\alpha - \beta) - \cos (\alpha + \beta)],$$

то уравнение амплитудно-модулированных колебаний может быть представлено в виде

$$u = U_0 \sin \omega t + \frac{U_0 m}{2} \cos (\omega - \Omega)\ t - \frac{U_0 m}{2} \cos (\omega + \Omega)\ t \qquad (11\text{-}12)$$

Следовательно, амплитудно-модулированные колебания представляют собой результат сложения трех высокочастотных колебаний. Наибольшей амплитудой обладают колебания с частотой ω, которую принято называть **несущей частотой**. Две другие составляющие имеют одинаковые амплитуды, не превышающие половины амплитуды колебаний несущей частоты, и частоты, лежащие ниже и выше несущей частоты и отличающиеся от нее на величину, равную частоте модулирующего сигнала. Эти частоты принято называть соответственно нижней и верхней **боковыми частотами**.

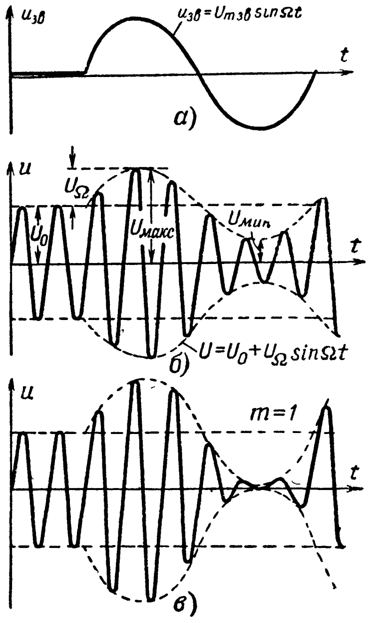


Рис. 11-2. Амплитудно-модулированные колебания.

а — модулирующее напряжение; *б* — модулированные колебания при $m < 1$; *в* — модулированные колебания при $m = 1$.

То что амплитудно-модулированные колебания состоят из трех высокочастотных колебаний, обладающих постоянными амплитудами, можно также показать графически. Колебания боковых частот создают биения с разностной частотой 2Ω. Их суммарное колебание складывается с колебанием несущей частоты, имеющим постоянную амплитуду. При нарастании и спадании амплитуды колебаний биений они сначала увеличивают амплитуду общего суммарного колебания, а при изменении фазы на 180° (это происходит после перехода амплитуды колебаний биений через нуль) уменьшают амплитуду общего колебания (рис. 11-3, *а*).

Этот процесс можно изобразить также в векторной форме (рис. 11-3, *б*). Если вектор колебания несущей частоты в некоторый момент времени занимает вертикальное положение, то согласно выражению (11-12), которое можно переписать в виде

$$u = U_0 \sin \omega t + \frac{U_0 m}{2} \sin [(\omega - \Omega) t - 90°] + \frac{U_0 m}{2} \sin [(\omega + \Omega) t + 90°], \tag{11-13}$$

вектор колебания нижней боковой частоты изобразится горизонтальным вектором, направленным вправо, а вектор колебания верхней боковой частоты — таким же вектором, направленным влево.

Поскольку вектор колебания верхней боковой частоты вращается против часовой стрелки с частотой $\omega + \Omega$, а вектор колебания несущей частоты совершает такое же движение с частотой ω, то вектор

колебания верхней боковой частоты будет вращаться относительно него против часовой стрелки с угловой скоростью $+\Omega$. Вектор же колебания нижней боковой частоты по той же причине будет вращаться относительно вектора колебания несущей частоты с постоянной угловой скоростью $-\Omega$, т. е. по часовой стрелке. Нетрудно проследить по диаграммам на рис. 11-3, *б*, что вектор, равный сумме векторов колебаний боковых частот, в любой момент времени направлен вдоль

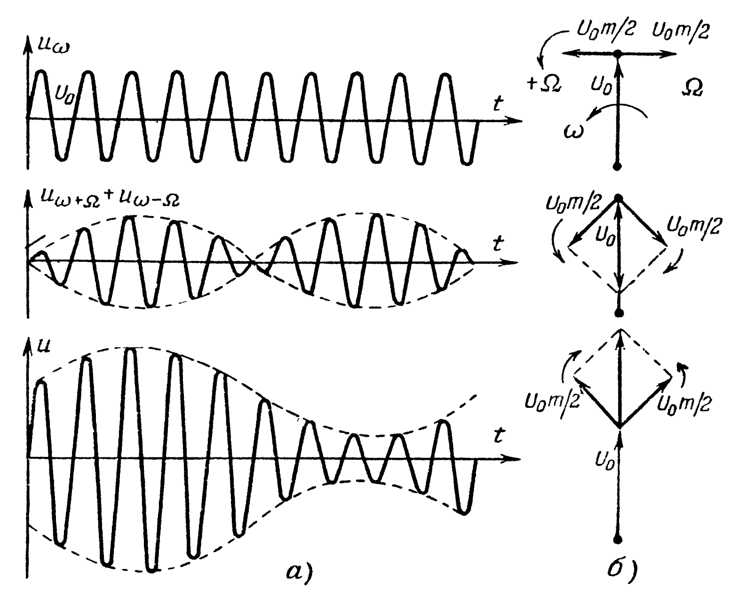


Рис. 11-3. Составляющие амплитудно-модулированных колебаний и их векторное изображение.

вектора колебания несущей частоты, то уменьшая, то увеличивая его длину.

Для хорошего воспроизведения человеческой речи необходимо передавать полосу частот от 100 до 3 500 *гц*, а для хорошего воспроизведения музыки от 50 до 10 000 *гц*. Поэтому при передаче модулированных колебаний происходит излучение колебаний целого спектра высоких частот, границы которого определяются максимальной верхней и минимальной нижней боковыми частотами $f_0 + F_{макс}$ и $f_0 - F_{макс}$ (рис. 11-4). Следовательно, *при амплитудной модуляции передатчик занимает полосу частот, ширина которой равна двум максимальным частотам модуляции* $2\ F_{макс}$.

Когда говорят, что радиостанция работает на частоте f, то имеют в виду ее несущую частоту f_0. Две радиостанции не могут работать без взаимных помех, если их несущие частоты различаются меньше чем на сумму максимальных частот модуляции. Поэтому, например, несущие частоты радиовещательных станций некоторых диапазонов различаются не менее чем на 9 *кгц*.

Для неискаженной передачи и воспроизведения необходимо, чтобы передатчик и приемник обладали достаточно широкой полосой пропускания, т. е. чтобы колебания боковых частот существенно не ослаблялись по сравнению с колебаниями несущей частоты. При этом очень важно, чтобы контуры были возможно точнее настроены на несущую частоту. В случае их неточной настройки колебания одной из боковых частот окажутся ослабленными больше, чем колебания другой боковой частоты, и сигнал будет сильно искажен. Такие искажения, например, имеют место при плохой настройке приемника.

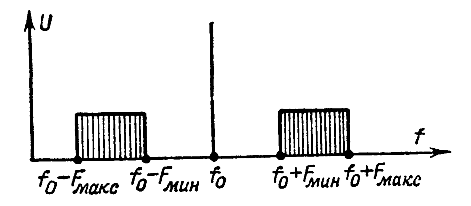


Рис. 11-4. Спектр амплитудно-модулированных колебаний.

Дальность передачи при амплитудной модуляции определяется интенсивностью колебаний боковых частот, амплитуда которых всегда меньше амплитуды колебаний несущей частоты. Из выражения (11-12) видно, что амплитуда колебаний боковых частот пропорциональна коэффициенту модуляции и, следовательно, *дальность передачи будет тем больше, чем больше глубина модуляции передатчика.*

Амплитудно-модулированные колебания можно получить при одновременном воздействии высокочастотных и низкочастотных колебаний на вход резонансного лампового усилителя (рис. 11-5), если рабочая точка лампы выбрана на криволинейном участке ее анодно-сеточной характеристики. В этой схеме, называемой схемой сеточной модуляции, напряжения высокой и низкой частот подаются в цепь сетки лампы со вторичных обмоток трансформаторов, к первичным обмоткам которых подводятся соответственно колебания от генератора незатухающих колебаний высокой частоты и от усилителя низкой частоты. Кроме того, в цепь сетки включен источник постоянного напряжения смещения $E_с$.

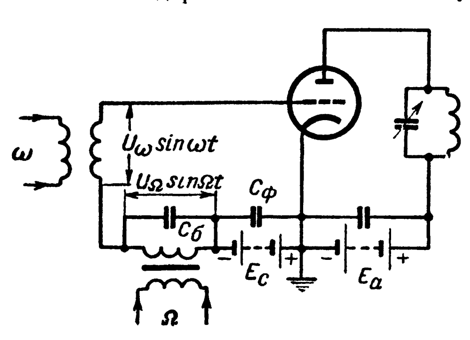


Рис. 11-5. Схема генератора с сеточной модуляцией смещением.

Поскольку для токов высокой частоты вторичная обмотка трансформатора низкой частоты, имеющего стальной сердечник, обладает очень большим сопротивлением, ее блокируют конденсатором $C_б$. Емкость этого конденсатора должна быть такой, чтобы он представлял малое сопротивление для токов высокой и большое для токов низкой частоты. Так как эти частоты различаются в тысячи раз, то это обычно удается выполнить. Чтобы токи высокой и низкой частоты

не проходили через источник напряжения смещения и не создавали на нем падения напряжения, его также блокируют фильтрующим конденсатором $C_ф$ большой емкости.

Изобразим графики процессов, протекающих в схеме, для чего под статическими характеристиками лампы проведем ось времени и

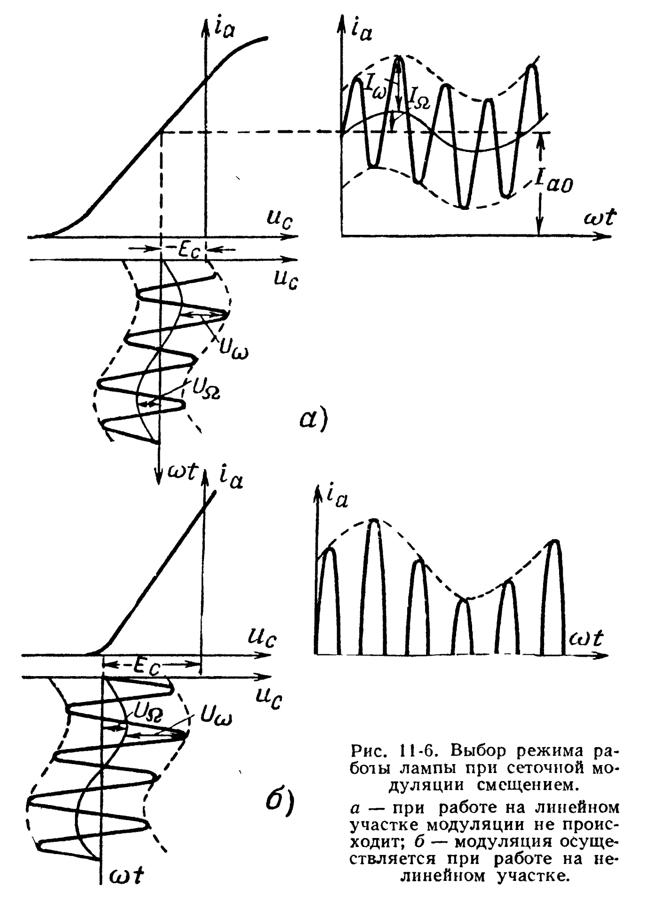


Рис. 11-6. Выбор режима работы лампы при сеточной модуляции смещением.

а — при работе на линейном участке модуляции не происходит; *б* — модуляция осуществляется при работе на нелинейном участке.

построим зависимость суммарного напряжения, действующего в цепи сетки, от времени: $u_c = -E_c + U_\omega \sin \omega t + U_\Omega \sin \Omega t$. Рассмотрим сначала случай, когда используется только линейный участок статической характеристики лампы. Как нетрудно видеть из графиков (рис. 11-6, *а*), в этом случае анодный ток представляет собой простую сумму постоянного тока I_{a0}, тока звуковой частоты с амплитудой I_Ω и тока высокой частоты с постоянной амплитудой I_ω, который, проходя через резонансный контур, включенный в анодную цепь лампы

(см. рис. 11-5), создает на нем падение напряжения с неизменной амплитудой. При этом никакой модуляции не происходит.

Если используется нелинейный участок статической характеристики (рис. 11-6, *б*), то анодный ток представляет собой периодическую последовательность высокочастотных импульсов, огибающая амплитуда которых изменяется в соответствии с передаваемым сигналом низкой частоты. Очевидно, что чем больше импульсы тока, тем больше амплитуда колебаний, возбуждаемых ими в контуре. Поэтому в контуре создаются высокочастотные колебания, амплитуда которых изменяется в соответствии с передаваемым сигналом, т. е. колебания,

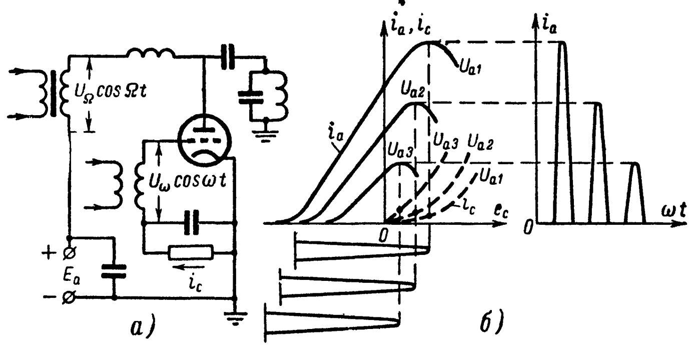


Рис. 11-7. Анодная модуляция.
а — схема; *б* — токи и напряжения при модуляции.

модулированные по амплитуде. Это можно объяснить также следующим образом. При изменении амплитуды импульсов пропорционально ей изменяются амплитуды всех гармоник и, следовательно, напряжение на контуре, настроенном на ту или иную гармонику.

Амплитудная модуляция может осуществляться путем изменения любого из питающих напряжений резонансного усилителя, если только при этом используется нелинейный участок характеристики лампы. В схеме анодной модуляции (рис. 11-7, *а*) изменяется анодное напряжение за счет напряжения, снимаемого со вторичной обмотки модуляционного трансформатора, включенной последовательно с источником постоянного анодного напряжения E_a (питание анодной цепи лампы осуществляется по параллельной схеме). Изменение амплитуды импульсов анодного тока, а следовательно, и их гармоник происходит при изменении анодного напряжения по двум причинам: 1) уменьшение анодного напряжения вызывает перераспределение тока в лампе, в которой при положительных сеточных напряжениях за счет роста сеточого тока уменьшается анодный ток; 2) рост сеточного тока в свою очередь приводит к увеличению напряжения смещения, создаваемого цепью автоматического смещения, в результате чего уменьшается максимальное напряжение на сетке (рис. 11-7, *б*).

Эффективное управление величиной анодного тока анодным напряжением достигается не во всех режимах работы лампы. Для получения описанного эффекта необходимо, чтобы на рабочих участках характеристик лампы анодный и сеточный токи сильно зависели от анодного напряжения.

Схема анодной модуляции позволяет получить более глубокую неискаженную модуляцию и более высокий к. п. д., чем схема сеточной модуляции, но она требует во много раз большей мощности модулирующих низкочастотных колебаний. Поэтому на практике можно встретить как ту, так и другую схему модуляции. При использовании тетрода обычно применяется комбинированная схема анодно-экранной модуляции, в которой одновременно и синфазно изменяются анодное напряжение и напряжение экранирующей сетки. При этом уменьшение анодного напряжения сопровождается пропорциональным уменьшением напряжения экранирующей сетки и поэтому динатронный эффект не возникает. В схемах с пентодами широко применяется модуляция изменением напряжения защитной сетки.

11-3. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Амплитудной модуляции свойственны следующие существенные недостатки: 1) приему амплитудно-модулированных сигналов сильно мешают индустриальные и атмосферные помехи; 2) в процессе модуляции лампа используется по мощности полностью только при подаче максимального мгновенного модулирующего напряжения, а во все остальное время она недоиспользуется. Эти недостатки в значительной степени устраняются при частотной и фазовой модуляции. Поскольку амплитуда высокочастотных колебаний при этих видах модуляции остается неизменной, лампу можно все время использовать по мощности полностью. Постоянство амплитуды передаваемого сигнала позволяет срезать в приемном устройстве накладывающиеся на полезный сигнал помехи без искажения модуляции.

При фазовой модуляции фаза колебаний изменяется в зависимости от передаваемого звукового сигнала:

$$\varphi = \omega_0 t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0, \qquad (11\text{-}14)$$

где $\Delta\varphi$ — величина максимального отклонения фазы колебаний от значения $\omega_0 t + \varphi_0$, называемая *индексом модуляции*, который прямо пропорционален силе звукового сигнала (амплитуде модулирующего напряжения): $\Delta\varphi = kU_\Omega$, где k — коэффициент пропорциональности. Уравнение фазо-модулированных колебаний имеет следующий вид:

$$a = A_0 \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0). \qquad (11\text{-}15)$$

При частотной модуляции частота изменяется в соответствии с законом изменения передаваемого звукового сигнала:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \sin \Omega t, \qquad (11\text{-}16)$$

где $\Delta\omega$ — максимальное значение отклонения частоты от ее среднего значения, называемое *девиацией частоты*, которая пропорциональна силе звукового сигнала (амплитуде модулирующего напряжения): $\Delta\omega = kU_\Omega$. График изменения частотно-модулированных колебаний во времени изображен на рис. 11-8.

Рассмотрим связь между фазо-модулированными и частотно-модулированными сигналами. Круговая частота колебания равна изменению фазового угла φ за единицу времени, т. е. представляет собой скорость изменения фазы колебаний. Если круговая частота изменяется, то следует говорить о ее мгновенном значении. Поскольку фаза

колебаний при фазовой модуляции изменяется по закону (11-14), т. е. складывается из трех составляющих, одной, изменяющейся с постоянной скоростью ω_0, другой, изменяющейся по синусоидальному закону, и третьей — постоянной составляющей φ_0, то угловая частота, т. е. скорость изменения фазы, также складывается из скоростей, с которыми изменяются все три ее составляющие. При синусоидальных колебаниях $u = U_0 \sin \omega t$ мгновенная скорость изменения колеблющейся величины (см. § 2-1) определяется выражением $\omega U_0 \cos \omega t$. Поэтому скорость изменения второй составляющей фазы равна $\Delta\varphi\Omega \cos \Omega t$. Так как скорость изменения первой составляющей ω_0 постоянная, а у третьей составляющей — равна нулю, то общая скорость изменения фазы, т. е. угловая частота

$$\omega = \omega_0 + \Omega\Delta\varphi \cos \Omega t. \qquad (11\text{-}17)$$

Сравнивая это выражение с выражением (11-16) для частоты частотно-модулированных колебаний, нетрудно видеть, что по форме они совершенно идентичны и, следовательно, при фазовой модуляции одновременно возникает частотная модуляция, и наоборот. Девиация частоты при фазовой модуляции

$$\Delta\omega = \Omega\Delta\varphi. \qquad (11\text{-}18)$$

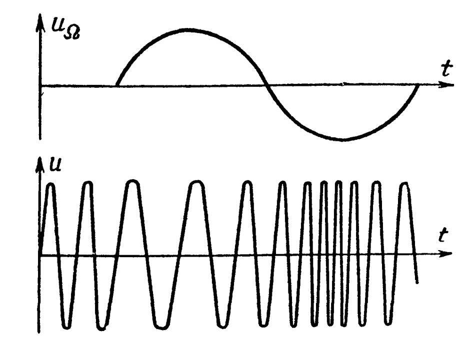


Рис. 11-8. Частотно-модулированные колебания.

Поскольку $\Delta\varphi$ пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала, то девиация частоты получается пропорциональной не только силе звука, но и его частоте, т. е. при фазовой модуляции высокие звуковые частоты создают бóльшую девиацию частоты, чем низкие. Очевидно, что при частотной модуляции наблюдается обратная картина: индекс возникающей при ней фазовой модуляции обратно пропорционален частоте модулирующего сигнала

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \beta, \qquad (11\text{-}19)$$

т. е. более низкие звуковые частоты создают более глубокую модуляцию, чем высокие. Все сказанное указывает на возможность преобразования одного вида колебаний в другой.

Теоретическое исследование частотно-модулированных и фазомодулированных колебаний показывает, что они могут быть представлены в виде бесконечной суммы гармонических (синусоидальных) колебаний, частоты которых различаются на частоту модулирующего сигнала:

$$u = U_0(\beta)\sin\omega_0 t + U_1(\beta)[\sin(\omega_0+\Omega)t - \sin(\omega_0-\Omega)t] +$$
$$+ U_2(\beta)[\sin(\omega_0-2\Omega)t + \sin(\omega_0+2\Omega)t] + \ldots$$
$$\ldots + U_n(\beta)[\sin(\omega_0 - n\Omega)t + (-1)^n \sin(\omega_0 + n\Omega)t] + \ldots \qquad (11\text{-}20)$$

Иными словами, в случае частотной и фазовой модуляции возникает бесконечный спектр боковых частот. Казалось бы, что передача и прием таких колебаний невозможны. Однако, как показывает анализ, амплитуды боковых частот довольно быстро убывают с увеличением их номера. Это убывание происходит тем быстрее, чем меньше индекс модуляции. Оказывается, что колебания всех боковых частот, номера которых больше индекса модуляции, выраженного в радианах, имеют величину менее 10—15% от амплитуды колебаний несущей частоты и содержат не более 1—2% всей энергии. Поэтому практически с ними можно не считаться.

При индексе модуляции $\Delta\varphi \leqslant 1$ колебания всех боковых частот с номером выше 1 оказываются столь слабыми, что можно считать их отсутствующими. В этом случае, как видно из выражения (11-20), практически в спектр входят несущая частота и две боковых, т. е. то же, что и при амплитудной модуляции. Такую частотную (или фазовую) модуляцию называют узкополосной.

Однако помехи оказывают меньшее влияние на прием сигналов, у которых $\Delta\varphi \gg 1$. У них номер последней боковой частоты, которую требуется использовать,

$$n = \Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega}. \qquad (11\text{-}21)$$

В этом случае ширина спектра

$$2\Delta\omega_{\text{макс}} = 2n\Omega = 2\Delta\omega, \qquad (11\text{-}22)$$

т. е. при широкополосной частотной модуляции, когда $\Delta\varphi > 1$, ширина используемого спектра колебаний равна величине удвоенной девиации частоты.

При этом виде модуляции поскольку девиация частоты обычно превосходит частоту модулирующего сигнала, то ширина спектра получается больше, чем при амплитудной модуляции. Последнее обстоятельство не позволяет использовать частотную модуляцию в диапазоне длинных, средних и коротких волн. Практически частотная модуляция применяется в передатчиках метрового диапазона и на более коротких волнах.

Наиболее просто частотную модуляцию осуществляют с помощью электронных ламп, которые благодаря специальному способу включения играют роль переменных реактивных сопротивлений, подключаемых параллельно колебательному контуру генератора с самовозбуждением (в этом случае лампы называют реактивными). Если изменять величину их эквивалентного сопротивления по закону передаваемого сигнала низкой частоты, то резонансная частота контура, а следовательно, и частота генерируемых колебаний будут также изменяться соответственно модулирующему напряжению.

На рис. 11-9, *а* приведена одна из схем частотной модуляции с реактивной лампой. Лампа, обладающая малой проницаемостью (обычно берется пентод), подключается параллельно колебательному контуру генератора. На ее аноде действует переменное напряжение контура. Лампа играет роль реактивного сопротивления, если протекающий через нее ток сдвинут относительно переменного анодного напряжения на угол 90°. Для создания такого сдвига напряжение в цепь управляющей сетки подают с контура через фазосдвигающую цепочку, состоящую из конденсатора C и активного сопротивления R. Параметры

этой цепочки выбираются так, чтобы она в минимальной степени шунтировала колебательный контур, а реактивное сопротивление конденсатора было бы во много раз больше сопротивления R, т. е.

$$\frac{1}{\omega C} \gg R. \tag{11-23}$$

Блокировочные конденсаторы $C_б$, имеющиеся в схеме, должны обладать столь малым сопротивлением для токов высокой частоты, что их можно считать практически коротким замыканием.

Если вектор напряжения на контуре $U_к = U_а$ в некоторый момент времени занимает вертикальное положение (рис. 11-9, *б*), то вектор тока I в цепочке RC, имеющий емкостный характер, опережает век-

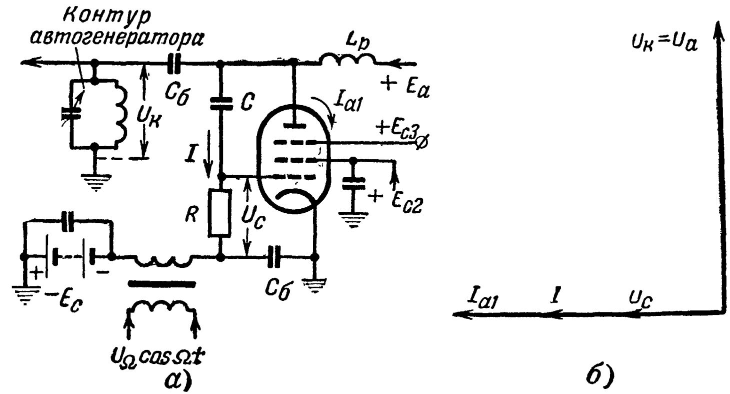


Рис. 11-9. Частотная модуляция с помощью реактивной лампы.
а — схема; *б* — векторная диаграмма.

тор $U_а$ на 90° и, следовательно, расположен горизонтально. Величина этого тока

$$I = \frac{U_а}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \approx U_а \omega C. \tag{11-24}$$

Этот ток создает на активном сопротивлении R напряжение

$$U_с = IR = U_а \omega C R, \tag{11-25}$$

совпадающее по фазе с током I и являющееся переменным напряжением, действующим в сеточной цепи лампы.

Благодаря тому что лампа обладает очень малой проницаемостью, ее анодный ток определяется практически только сеточным напряжением. Амплитуда первой гармоники анодного тока

$$I_{а1} = S_{ср} U_с = U_а \omega C R S_{ср}, \tag{11-26}$$

где $S_{ср}$ — средняя крутизна лампы.

Вектор первой гармоники анодного тока имеет то же направление, что и вектор напряжения на сетке.

Векторная диаграмма показывает, что первая гармоника анодного тока лампы опережает на 90° анодное напряжение, иными словами, лампа ведет себя аналогично обычному конденсатору. Его эквивалентное сопротивление

$$X_э = \frac{U_а}{I_{а1}} = \frac{1}{\omega C_э} = \frac{1}{\omega CRS_{ср}}, \qquad (11\text{-}27)$$

откуда емкость конденсатора, эквивалентного лампе,

$$C_э = S_{ср}CR. \qquad (11\text{-}28)$$

При модуляции необходимо изменять эту емкость, подключенную параллельно контуру генератора. Для этого изменяют среднюю

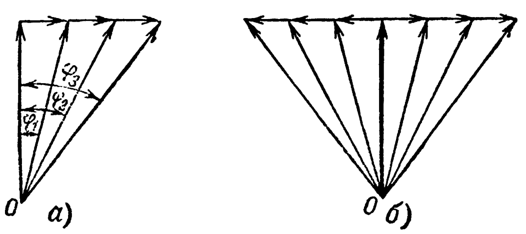


Рис. 11-10. Получение фазо-модулированных колебаний.
а — путем сложения высокочастотного колебания с амплитудно-модулированным колебанием; *б* — путем сложения высокочастотных колебаний с колебаниями биений.

крутизну лампы путем изменения напряжения смещения (при использовании лампы на линейном участке ее статических характеристик крутизна остается неизменной и модуляция оказывается невозможной). Для изменения смещения по закону звукового сигнала в цепь управляющей сетки лампы последовательно с постоянным источником смещения включена вторичная обмотка трансформатора, к первичной обмотке которого подводится напряжение сигнала. Используются и другие схемы включения реактивных ламп, но принцип их действия в общем не отличается от описанного выше.

Фазо-модулированные колебания принципиально возможно получить путем сложения двух высокочастотных колебаний, сдвинутых по фазе на 90°, одно из которых промодулировано по амплитуде (рис. 11-10, *а*). При этом фаза результирующего вектора изменяется в зависимости от амплитуды колебания, модулированного по амплитуде.

Однако большое отклонение фазы таким способом получить не удается из-за нарушения пропорциональности между фазой результирующего напряжения и амплитудой модулированного напряжения. Вдвое большее изменение фазы можно получить в том случае, если модулированное по амплитуде напряжение при переходе через нуль будет изменять свою фазу на 180°. Результат сложения векторов в этом случае показан на рис. 11-10, *б*.

С колебаниями такого типа мы встречались при анализе состава амплитудно-модулированных колебаний: это колебания, получаемые при биении двух колебаний с боковыми частотами. Каким же образом

можно выделить в чистом виде колебания биений? Очевидно, что для этого достаточно уничтожить в составе амплитудно-модулированного сигнала колебания несущей частоты. Последнего можно добиться, если составить схему из двух генераторов с сеточной модуляцией, модулированных в противофазе и работающих на общую нагрузку. Такая схема (рис. 11-11) носит название двухтактной, или б а л а н с- н о й, так как в ней модулирующее напряжение подается от трансформатора $Тр_2$ в цепь сеток ламп в противофазе и лампы попеременно запираются и отпираются.

Напряжение высокой частоты с помощью трансформатора $Тр_1$ через блокировочные конденсаторы C малой емкости подаются на управляющие сетки ламп в одинаковой фазе. Поэтому если уравнение

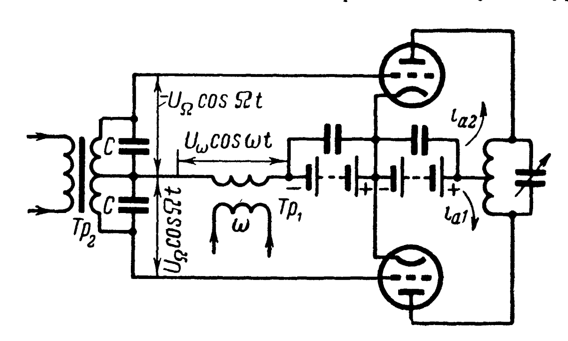


Рис. 11-11. Схема балансного модулятора.

для анодного тока модулированных колебаний одной из ламп будет выражаться зависимостью

$$i_{а1} = I_а (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t,$$

то для второй лампы оно будет:

$$i_{а2} = I_а (1 - m \sin \Omega t) \sin \omega t.$$

Оба тока протекают по общей нагрузке в противоположных направлениях. следовательно, напряжения, создаваемые ими на контуре, вычитаются:

$$u_к = i_{а1}R_э - i_{а2}R_э = 2I_аR_э\, m \sin \Omega t \sin \omega t. \qquad (11\text{-}29)$$

Полученное напряжение представляет собой колебания биений, создаваемых боковыми частотами [ср. с (11-11)].

В передатчике, в котором фазовая модуляция осуществляется при помощи балансного модулятора (рис. 11-12), колебания с выхода последнего через фазосдвигающую схему (фазоинвертор), поворачивающую их фазу на 90°, подаются на смеситель — устройство, где происходит сложение их с колебаниями постоянной амплитуды, подаваемыми от генератора с самовозбуждением (автогенератора). С помощью такой схемы можно осуществлять и частотную модуляцию. Для этого достаточно, чтобы коэффициент усиления усилителя низ-

кой частоты был обратно пропорционален частоте. При фазовой модуляции девиация частоты

$$\Delta\omega = k_1 \Omega U_\Omega.$$

Если амплитуда напряжения, снимаемого с усилителя,

$$U_\Omega = \frac{k_2 P_{зв}}{\Omega},$$

где $P_{зв}$ — звуковое давление на микрофон, то

$$\Delta\omega = k_1 k_2 P_{зв},$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты пропорциональности.

Следовательно, девиация частоты получается пропорциональной звуковому давлению и не зависит от частоты модуляции.

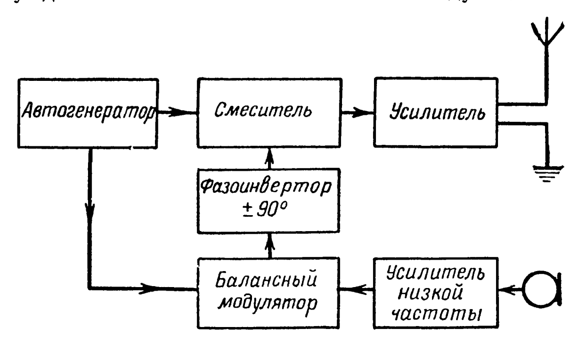


Рис. 11-12. Структурная схема передатчика с фазовой модуляцией.

Метод получения частотно-модулированных колебаний из фазомодулированных называют **косвенным методом** частотной модуляции. Его существенным преимуществом перед прямым методом частотной модуляции является отсутствие непосредственного воздействия на генератор с самовозбуждением, что позволяет получить более высокую стабильность средней частоты. Однако осуществление косвенного метода частотной модуляции связано со значительным усложнением схемы.

Отклонение частоты, получаемое с помощью реактивных ламп, невелико: обычно оно составляет десятые доли процента. Вместе с тем для ряда практических приложений необходимо иметь возможность перестраивать генераторы путем изменения напряжения в гораздо более широких пределах. В настоящее время эта задача решается несколькими способами. Наиболее просто электронная перестройка осуществляется с помощью ферритовых вариометров и полупроводниковых диодов.

Индуктивность катушек с намагничивающимися сердечниками пропорциональна магнитной проницаемости сердечника μ. В режиме насыщения $\mu = \mu_{мин}$, а на линейном участке кривой намагничивания $\mu = \mu_{макс}$ (рис. 11-13). На радиочастотах вплоть до сантиметровых волн широко используются магнитодиэлектрики, особенно ферриты.

Обладая очень большой магнитной проницаемостью, достигающей нескольких сотен единиц, они имеют очень малую электрическую проводимость (в 10^{10}—10^{12} раз меньшую, чем металлы). Благодаря этому переменные магнитные поля практически не наводят в них вихревых токов, и потери на нагрев сердечников катушек из феррита очень малы.

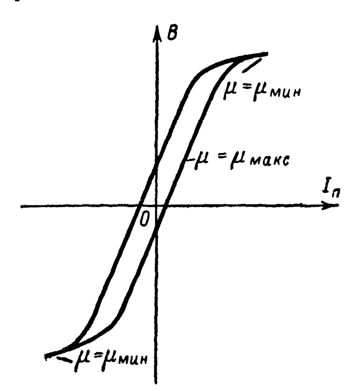


Рис. 11-13. Характеристика намагничивания ферромагнитного сердечника.

Если в контуре автогенератора, определяющем частоту, использовать катушку с ферритовым сердечником, снабженную дополнительной подмагничивающей обмоткой (рис. 11-14), то изменение тока $I_п$ в последней будет приводить к изменению индуктивности катушки L, а следовательно, и рабочей частоты генератора. С помощью таких несложных схем удается изменять частоту генерируемых колебаний в несколько раз. Недостатком их является сильное влияние температуры на частоту и нелинейная зависимость ее от тока подмагничивания.

Меньшие пределы изменения частоты получаются в генераторах, параметры контуров которых изменяют, воздействуя на емкость *p-n* перехода полупроводниковых приборов. Известно, что емкость запертого *p-n* перехода может изменяться от действующего на нем напряжения в среднем от единиц до десятков (или от десятков до сотен) пикофарад. Если присоединить параллельно контуру автогенератора

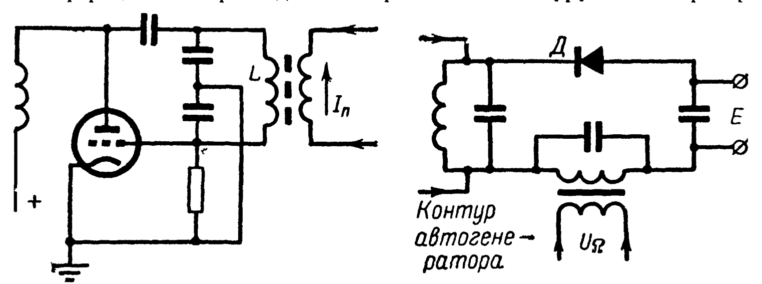


Рис. 11-14. Схема генератора, перестраиваемого путем подмагничивания ферритового сердечника контурной катушки.

Рис. 11-15. Электронная перестройка генератора путем изменения емкости *p-n* перехода полупроводникового диода.

полупроводниковый диод *Д*, запертый напряжением постоянного источника E (рис. 11-15), то с помощью включенного последовательно с ним источника переменной э. д. с. можно производить изменение частоты генерируемых колебаний. В такой схеме удается изменять частоту на десятки процентов. Нелинейность и сильная зависимость от температуры несколько ограничивают использование этого очень простого способа частотной модуляции.

11-4. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Предположим, что при излучении амплитудно-модулированных сигналов (рис. 11-16, *а*) в какой-то момент времени t_1 передача вдруг прервалась и возобновилась в момент t_2 через очень малый интервал времени Δt. Совершенно очевидно, что оператор на приемном конце этот перерыв не ощутит, поскольку человеческое ухо обладает некоторой инерционностью, т. е. свойством «запоминать» отдельные кратковременные раздражения и реагировать на их среднюю накопленную величину (аналогичное свойство глаза позволяет нам видеть в кино вместо отдельных кадров непрерывное движение). Очевидно, что можно сделать несколько перерывов в передаче без заметного ухудшения качества воспроизведения сигнала на выходе приемника.

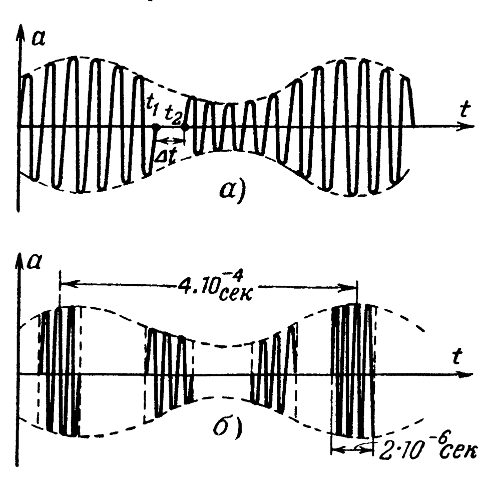


Рис. 11-16. Колебания при амплитудно-импульсной модуляции.

Прерывистый характер сигнала можно в еще большей степени сделать малозаметным, если на выходе приемника поставить фильтр, выравнивающий кратковременные пульсации напряжения, который будет действовать аналогично фильтру *RC* ячейки автоматического смещения. Однако существует предел, когда дальнейшее уменьшение числа и длительности рабочих импульсов передатчика приводит к появлению заметных искажений в приеме сигналов.

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что для удовлетворительного воспроизведения звукового сигнала необходимо, чтобы передача производилась не менее чем 3—4 раза за время одного периода звукового сигнала в течение коротких интервалов времени порядка единиц микросекунд. Если принять, что наиболее высокая из передаваемых звуковых частот (которой соответствует самый короткий период) равна 3 500 *гц*, то передачу можно осуществлять микросекундными импульсами 8 000—10 000 раз в секунду.

Амплитуда этих импульсов пропорциональна интенсивности полезного сигнала в момент излучения. Интервал между импульсами

может быть в сотни раз больше длительности самих импульсов (масштаб длительности этих импульсов на рис. 11-16, *б* сильно преувеличен). Это позволяет использовать время интервалов между их посылками для осуществления такой же импульсной передачи другого звукового сигнала с помощью того же передатчика. На приемном пункте оба сигнала могут быть приняты раздельно благодаря тому, что они передаются в разные моменты времени или, как говорят, разделены по времени. Этот вид модуляции называют амплитудно-импульсной модуляцией, сокращенно АИМ.

Таким образом, импульсная модуляция дает возможность проводить одновременно несколько независимых друг от друга передач с помощью одного передающего устройства. Такой вид использования аппаратуры называют многоканальной связью. Возможность ее осуществления является важнейшим достоинством импульсной модуляции. К недостаткам линий связи с амплитудно-им-

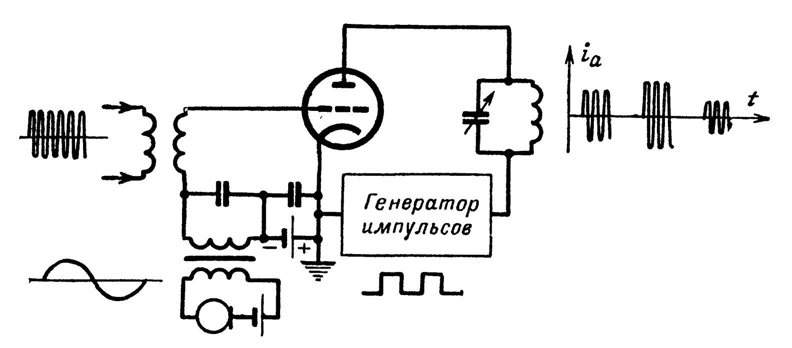


Рис. 11-17. Схема осуществления амплитудно-импульсной модуляции.

пульсной модуляцией следует отнести слабую помехозащищенность, как и при обычной амплитудной модуляции.

Необходимо также отметить, что в спектре кратковременных импульсных сигналов амплитуда колебаний боковых частот спадает очень медленно с ростом номера боковой частоты, и это происходит тем медленнее, чем меньше длительность импульсов. Поэтому для удовлетворительного воспроизведения импульсного сигнала требуется приемник с очень широкой полосой пропускания. Если, например, длительность импульсов равна 1 *мксек*, то полоса пропускания приемника должна быть не менее

$$2\Delta f = \frac{1}{1 \cdot 10^{-6}} = 1 \text{ Мгц}.$$

Это в сотни раз превышает полосу пропускания приемника амплитудно-модулированных сигналов и в несколько раз — полосу приемника частотно-модулированных сигналов. Поэтому импульсную модуляцию невозможно использовать в диапазонах средних, длинных и коротких волн.

Наибольшее применение этот вид модуляции нашел в многоканальных линиях связи, работающих на дециметровых и сантиметровых волнах. Его можно осуществить, производя обычную сеточную

модуляцию и подавая анодное напряжение в виде периодической последовательности одинаковых импульсов (рис. 11-17). В результате одновременного действия двух модулирующих напряжений (одного непрерывного, а второго импульсного) на выходе схемы появятся импульсы колебаний высокой частоты, модулированные по амплитуде.

Более высокой помехоустойчивостью обладают линии связи при других видах импульсной модуляции. Исторически первым видом импульсной модуляции был предложенный в 1927 г. А. Н. Щукиным метод широтно-импульсной модуляции, сокращенно ШИМ. Колебания при широтно-импульсной модуляции имеют вид, представленный на рис. 11-18. Импульсы высокочастотных колебаний излучаются через одинаковые промежутки времени Δt, причем длительность каждого из них соответствует значениям модулирующего

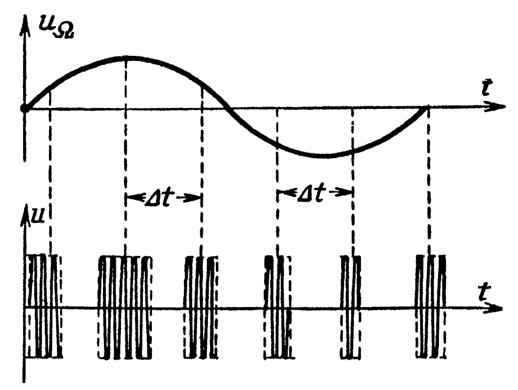


Рис. 11-18. Колебания при широтно-импульсной модуляции.

сигнала в момент излучения. При таком виде модуляции амплитуда импульсов не изменяется, что позволяет срезать в приемном устройстве помехи, искажающие амплитуды принятых импульсов. Его недостатком является необходимость выбора полосы пропускания по самому короткому импульсу. При этом она получается излишне широкой для всех остальных более длительных импульсов. Расширение же полосы пропускания приемника приводит к приему большого количества помех.

Более рациональное использование полосы пропускания приемника достигается при фазо-импульсной модуляции, сокращенно ФИМ. Этот вид модуляции осуществляется путем посылки импульсов одинаковой длительности и постоянной амплитуды; закон модуляции передается изменением момента их посылки (рис. 11-19). При отсутствии модулированного напряжения импульсы посылаются в моменты времени $t_1, t_2, \ldots, t_n$, отстоящие один от другого на одинаковые интервалы времени Δt. Когда начинается передача сигнала, начало излучения каждого из импульсов изменяется в сторону отставания (запаздывания) от данных моментов времени на интервалы, пропорциональные величине положительного модулирующего напряжения, действующего в данный момент времени, или в сторону

опережения (интервалы $t_{опер}$), пропорционально отрицательной величине модулирующего напряжения.

Высокая помехозащищенность линии связи и рациональное использование полосы пропускания приемного устройства явились причиной широкого практического использования фазо-импульсной модуляции. Известны и другие методы осуществления импульсной модуляции, обладающие теми или иными достоинствами и недостатками, однако описание их выходит за рамки этой книги.

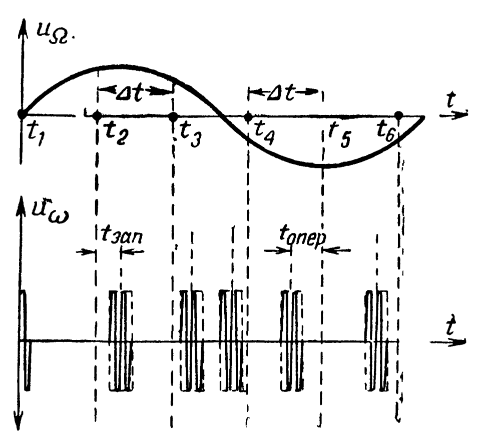


Рис. 11-19. Колебания при фазо-импульсной модуляции.

По характеру использования передатчика к импульсной модуляции близок телеграфный режим работы. Зашифровка смыслового текста с помощью азбуки Морзе и осуществление в соответствии с ней передачи явились первым исторически возникшим видом управления высокочастотными колебаниями в радиопередающих устройствах.

В азбуке Морзе буквы передаются различным сочетанием длительных и коротких посылок — знаков (тире и точек). Каждая буква состоит из одного — пяти знаков, разделенных интервалами, во время которых передатчик запирается. Таким образом, операция по передаче телеграфных сигналов (так называемая **телеграфная манипуляция**) состоит в запирании и отпирании передатчика в определенные моменты времени. Осуществить такую работу передатчика можно различными способами, например включив в цепь питания экранирующей сетки лампы генератора телеграфный ключ (рис. 11-20). При нажатом ключе на экранирующую сетку подается нормальное положительное напряжение с делителя напряжения и генератор работает, а при отжатом ключе экранирующая сетка соединяется с катодом (заземляется) и генератор запирается.

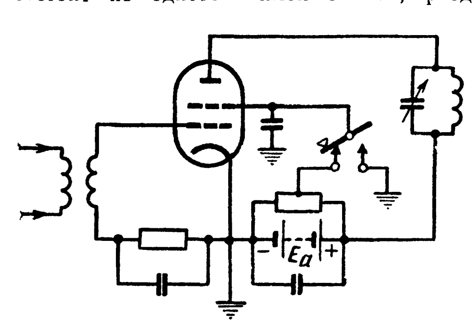


Рис. 11-20. Схема осуществления телеграфной манипуляции в цепи экранирующей сетки лампы.

При ручной телеграфии операторы передают до 20—25 слов в минуту. При использовании быстродействующих телеграфных ап-

паратов скорость передачи доходит до 300—500 слов в минуту. Нетрудно подсчитать, что при этом длительность телеграфных сигналов получается порядка десятых — тысячных долей секунды, что в тысячи раз больше длительности посылок при импульсной модуляции. Соответственно и полоса пропускания приемника, необходимая для удовлетворительного воспроизведения телеграфных сигналов, может быть взята в тысячи раз меньше, чем при описанных выше методах импульсной модуляции.

Узкая полоса пропускания приемника, имеющая порядок сотен герц или единиц килогерц, является важнейшей особенностью телеграфных передатчиков и приемников. Возможность максимального использования мощности передатчика и узкая полоса сигналов приводят к тому, что дальность связи при телеграфной работе значительно возрастает по сравнению с дальностью связи, получаемой при телефонной работе с тем же передатчиком.

11-5. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Вторым важнейшим видом преобразований электрических колебаний в радиотехнических устройствах является процесс детектирования. Принятые высокочастотные колебания, промодулированные по амплитуде, частоте, фазе или имеющие форму импульсов, необхо-

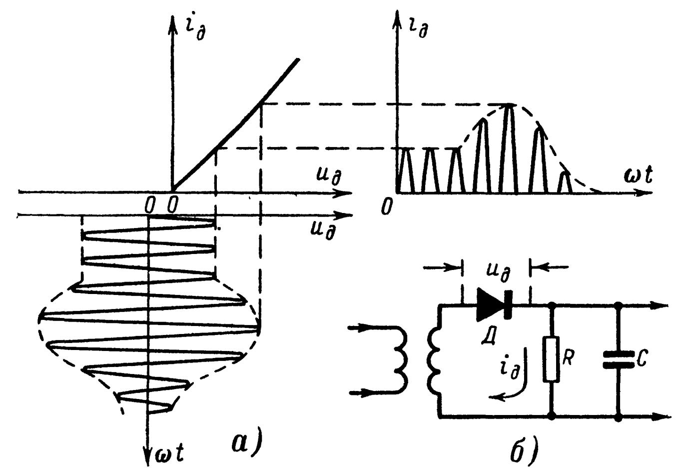


Рис. 11-21. Детектирование амплитудно-модулированных колебаний.
а — процессы в цепи детектора; *б* — схема детектирования.

димо преобразовать в радиоприемном устройстве снова в колебания низкой частоты, которые могут быть восприняты человеком или зарегистрированы приборами. Этот процесс преобразования называется д е т е к т и р о в а н и е м. Наиболее просто производится детектирование амплитудно-модулированных колебаний (рис. 11-21). Если подать высокочастотные колебания, промодулированные по ампли-

туде, на нелинейный элемент — д е т е к т о р, обладающий односторонней проводимостью (в качестве такого элемента может быть использован полупроводниковый или вакуумный диод), то ток в его цепи приобретает форму синусоидальных импульсов, амплитуда которых изменяется пропорционально интенсивности звукового сигнала.

В режиме молчания в цепи протекают односторонние импульсы тока, следующие с высокой частотой (рис. 11-21, *а*). Как было показано в гл. 2, такая последовательность состоит из постоянного тока, равного среднему значению тока за период, и бесконечного множества высокочастотных составляющих. Постоянная составляющая, проходя через сопротивление R (рис. 11-21, *б*) создает на нем падение напря-

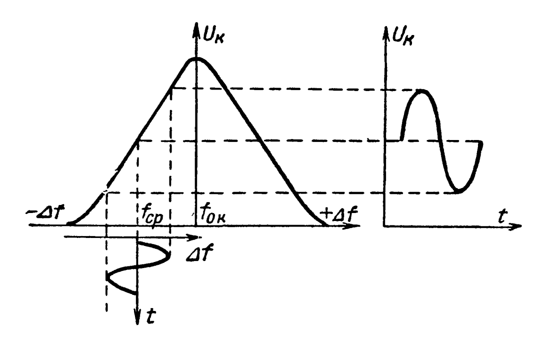


Рис. 11-22. Преобразование частотно-модулированных колебаний в амплитудно-модулированные с помощью расстроенного контура.

жения, немного смещающее графики результирующего напряжения на диоде в отрицательную область.

При появлении модулированного сигнала постоянная составляющая тока в цепи станет изменяться пропорционально изменению амплитуд, высокочастотных импульсов, т. е. в цепи появится еще составляющая, изменяющаяся пропорционально передаваемому звуковому сигналу. Ее отфильтровывают от высокочастотных составляющих тока при помощи фильтра, обычно состоящего из сопротивления R и конденсатора C малой емкости. Высокочастотные составляющие тока проходят через конденсатор, не создавая значительного напряжения на сопротивлении. Этот конденсатор необходим также для того, чтобы все высокочастотное детектируемое напряжение полностью попадало на диод *Д* (при отсутствии конденсатора часть этого напряжения падала бы на сопротивление R). Звуковая составляющая тока, проходя через сопротивление R, создает на нем напряжение, которое передается в последующую цепь.

Возникновение напряжения звуковой частоты на фильтре можно объяснить и не прибегая к понятию о гармонических составляющих тока. Импульсы тока, проходя через сопротивление R, создают на нем падение напряжения, которое заряжает конденсатор C. За промежуток времени между импульсами конденсатор успевает только частично разрядиться через сопротивление, вследствие чего в интервале между импульсами напряжение на сопротивлении не исчезает полностью. Каждый новый импульс подзаряжает конденсатор. Таким образом,

на конденсаторе создается некоторое усредненное напряжение, которое изменяется пропорционально амплитуде импульсов.

При детектировании частотно-модулированных колебаний можно сначала превратить изменение мгновенной частоты в изменение тока высокочастотных колебаний, т. е. преобразовать частотно-модулированные колебания в амплитудно-модулированные. Это достигается подачей частотно-модулированного тока в цепь контура с собственной частотой $f_{\text{ок}}$, расстроенного относительно средней частоты передатчика $f_{\text{ср}}$ (рис. 11-22). В этом случае изменение частоты передатчика в ту или другую сторону приводит к изменению амплитуды высокочастотных колебаний в контуре, причем частотно-модулированные

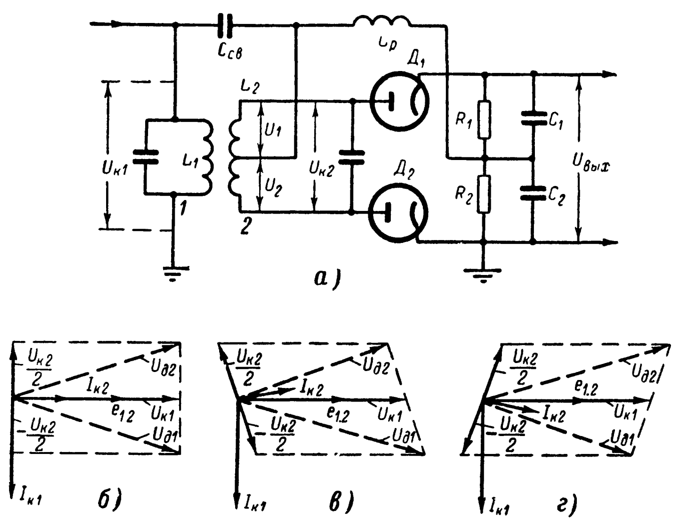


Рис. 11-23. Частотный различитель (дискриминатор).
а — схема; *б, в, г* — векторные диаграммы при разных частотах.

колебания преобразовываются в амплитудно-модулированные. Последние же могут быть продетектированы описанным выше способом.

На практике, однако, применяют схемы, позволяющие непосредственно преобразовывать частотно-модулированное напряжение в напряжение звуковой частоты. Такие схемы называют частотными различителями (дискриминаторами).

На рис. 11-23, *а* изображена схема наиболее широко распространенного дискриминатора. Частотно-модулированные колебания снимаются с контура *1*, настроенного на среднюю (несущую) частоту сигнала; на нее же настроен контур *2*. Оба контура связаны и индуктивно, и через емкость конденсатора связи $C_{\text{св}}$. Индуктивность разделительного дросселя $L_{\text{р}}$ выбирается настолько большой, что для токов высокой частоты его цепь оказывается практически разорванной.

Высокочастотное напряжение подводится к двум диодам, включенным по двухтактной схеме и нагруженным на RC-фильтр, конден-

саторы которого C_1 и C_2 представляют практически короткое замыкание для токов высокой частоты. Если учесть это, то из рассмотрения схемы на рис. 11-23 следует, что на диоде $Д_1$ действует сумма двух высокочастотных напряжений: напряжение на контуре *1* и напряжение на верхней (по схеме) половине катушки контура *2*, т. е. $U_{д1} = U_{к1} + U_1$, а на диоде $Д_2$—напряжение $U_{д2} = U_{к1} + U_2$. Поскольку напряжения имеют различные фазы, эти суммы следует рассматривать как векторные.

Рассмотрим сначала, как будет работать схема в режиме молчания, когда принимается только несущая частота, на которую настроены оба контура. Пусть в некоторый момент времени вектор напряжения $U_{к1}$ занимает горизонтальное положение (рис. 11-23, *б*). Ток $I_{к1}$ в катушке L_1 отстает от напряжения $U_{к1}$ на 90°, а наводимая им в контуре *2* э. д. с. $e_{1.2}$ согласно выражению (3-1) опережает его по фазе на 90°. В настроенном контуре ток $I_{к2}$ будет находиться в фазе с этой э. д. с., а создаваемое им напряжение $U_{к2}$ на катушке L_2 будет опережать ток $I_{к2}$ на 90°. Для обоих диодов половины этого напряжения складываются с напряжением $U_{к1}$ в противоположных фазах, как это показано на рис. 11-23, *б*. Абсолютные значения векторов результирующих напряжений на диодах в этом случае одинаковы и сумма падений напряжений от выпрямленных токов на нагрузке равна нулю.

Иное положение сложится, если в результате модуляции частота генерируемых колебаний уменьшится. Тогда в векторных диаграммах произойдут следующие изменения: ток $I_{к2}$ будет опережать э. д. с. $e_{1.2}$ и соответственно повернется вектор напряжения $U_{к2}$. В результате амплитуда напряжения на диоде $Д_1$ станет больше, чем на диоде $Д_2$ (рис. 11-23, *в*); поэтому падение напряжения от выпрямленного тока на сопротивлении R_2 будет больше, чем на сопротивлении R_1, и на выходе появится напряжение $U_{вых}$.

Построив аналогично векторную диаграмму для случая $f > f_н$ (рис. 11-23, *г*), легко убедиться, что знак напряжения на выходе изменится на обратный. Разность напряжений на диодах, а следовательно, и напряжение на выходе растут пропорционально отклонению мгновенной частоты от несущей. Это и позволяет преобразовать частотно-модулированные колебания непосредственно в звуковые.

Детектирование фазо-модулированных сигналов может быть произведено тем же способом, но в усилителе низкой частоты необходимо ввести частотную коррекцию (построить схему так, чтобы коэффициент усиления был обратно пропорционален частоте), без которой высокие частоты будут воспроизводиться с большей интенсивностью, чем низкие.

Детектирование амплитудно-импульсных сигналов осуществляется так же, как обычных амплитудно-модулированных сигналов. На выходе детектора ставится фильтр низких частот с большей постоянной времени, чем в обычном детекторе амплитудно-модулированных колебаний, выделяющий звуковую составляющую продетектированного тока.

Детектирование сигналов при широтно-импульсной модуляции и преобразование импульсных сигналов в токи звуковых частот производятся точно так же, как и при амплитудно-импульсной модуляции. Поскольку ширина односторонних продетектированных импульсов изменяется пропорционально звуковому сигналу, то очевидно, что постоянная составляющая, равная среднему значению

тока в цепи, будет изменяться по закону модуляции и нужно только выделить ее, подобрав соответствующий низкочастотный фильтр.

При детектировании колебаний с фазо-импульсной модуляцией последовательность продетектированных импульсов, следующих друг за другом через различные промежутки времени, преобразуют в последовательность импульсов, промодулированных по ширине, и уже из них выделяют напряжение звуковых частот.

11-6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В целом ряде случаев оказывается необходимым преобразовать колебания одной частоты в колебания другой, более высокой или более низкой частоты. Преобразование частоты в целое число раз осуществляется с помощью **умножителей** — резонансных усилителей, нагрузочные контуры которых настраиваются на одну из высших гармоник. Несколько сложнее производится преобразование

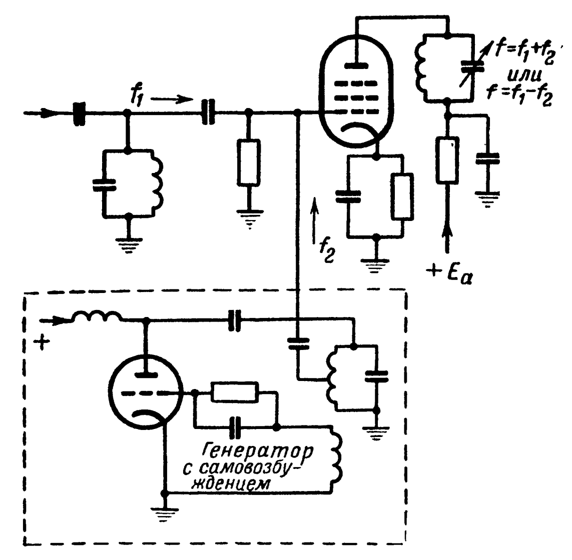


Рис. 11-24. Схема односеточного преобразователя частоты.

частоты при некратном отношении частот преобразуемого и преобразованного сигналов. С таким преобразованием мы уже сталкивались в процессе модуляции. При этом благодаря одновременному воздействию двух напряжений разных частот (несущей частоты и частоты модуляции), если лампа работает на нелинейном участке характеристики, на выходе, кроме колебаний несущей частоты, появляются колебания боковых частот, которые равны разности и сумме частот действующих напряжений. При преобразовании частоты используется аналогичный метод: на нелинейный элемент, в качестве которого может быть использован полупроводниковый или вакуумный

диод, триод или многосеточная лампа, одновременно воздействуют два напряжения разных частот.

На рис. 11-24 изображена схема односеточного преобразователя частоты. Под воздействием одного из напряжений, например напряжения, имеющего более низкую частоту, крутизна лампы то возрастает, то уменьшается. Поэтому амплитуда колебаний более высокой частоты в анодной цепи лампы, пропорциональная ее крутизне S, будет увеличиваться в положительный полупериод напряжения более низкой частоты и уменьшаться за время его отрицательного полупериода (рис. 11-25, *а*).

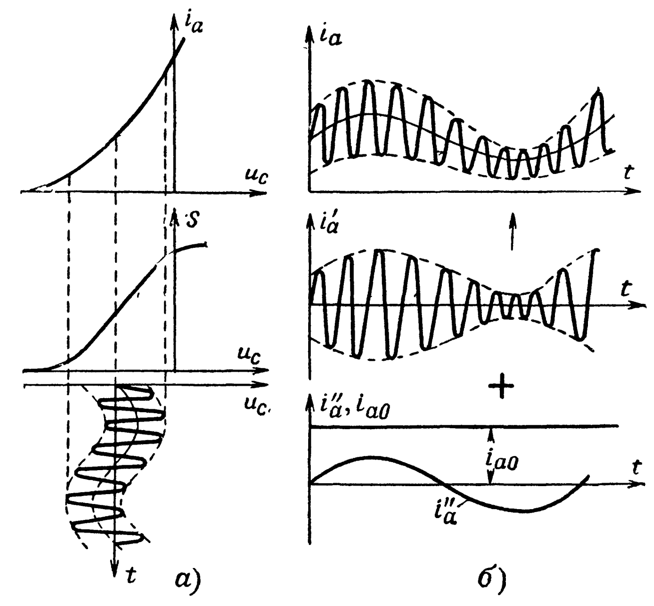


Рис. 11-25. Графики, поясняющие работу преобразователя частоты.

Ток i_a в анодной цепи (рис. 11-25, *б*) представляет собой сумму трех токов: постоянного тока i_{a0}, тока частоты более низкочастотного сигнала i''_a и тока с переменной амплитудой частоты второго сигнала i_a. Последний модулированный по амплитуде ток представляет собой результат сложения колебаний частоты второго сигнала и биений двух новых высокочастотных сигналов. Частоту их можно определить, исходя из свойств колебаний при биениях. На основании формулы (10-61) можно определить частоту изменения огибающей амплитуд

$$F = \frac{f_1 - f_2}{2},$$

и частоту высокочастотных колебаний

$$f = \frac{f_1 + f_2}{2}.$$

Складывая и вычитая последние два равенства, мы получаем частоты колебаний, образующих биения:

$$f_1 = f + F; \qquad (11\text{-}30)$$

$$f_2 = f - F. \qquad (11\text{-}31)$$

Следовательно, в анодной цепи появились токи разностной и суммарной частот. Поэтому преобразователи также называют смесителями. Включая в анодную цепь контур, настроенный на суммарную или разностную частоту, можно получить на выходе колебания требуемой частоты.

Следует отметить отличие процесса преобразования частоты от процесса модуляции. Последняя, как правило, производится при работе генератора с углом отсечки $\theta < 180°$, что необходимо для получения высокого к. п. д. Преобразование же частоты обычно осуществляется в маломощных устройствах, где получение высокого к. п. д. не имеет существенного значения. В этих схемах обычно одним из важнейших требований является минимальное содержание в анодной цепи комбинационных частот вида $nf_1 \pm mf_2$ и гармоник высших порядков, что достигается работой без отсечки анодного тока, т. е. при угле отсечки $\theta = 180°$. Кроме того, при модуляции частота модулирующего сигнала должна быть во много раз меньше частоты модулируемого. При смешении же соотношение между частотами может быть любым.

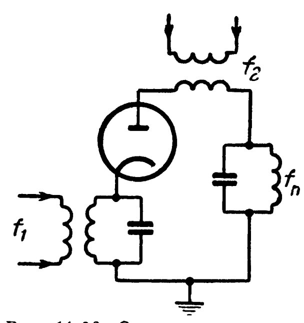


Рис. 11-26. Схема диодного смесителя.

В приемных устройствах, особенно на сверхвысоких частотах, часто используется диодный преобразователь (рис. 11-26). В нем напряжения колебаний смешиваемых частот подаются в анодную цепь диода. Характеристика диода в своем нижнем участке близка к квадратичной параболе, и поэтому анодный ток пропорционален квадрату приложенного напряжения:

$$i_а = ku_а^2, \qquad (11\text{-}32)$$

где k — постоянный коэффициент.

При воздействии обоих напряжений

$$u_а = U_{а1} \sin 2\pi f_1 t + U_{а2} \sin 2\pi f_2 t.$$

Пусть амплитуды обоих напряжений одинаковы, тогда согласно формуле (11-32) ток в анодной цепи

$$i_а = kU_а^2 (\sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi f_2 t)^2 = kU_а^2 (\sin^2 2\pi f_1 t + $$
$$+ 2 \sin 2\pi f_1 t \sin 2\pi f_2 t + \sin^2 2\pi f_2 t).$$

Преобразуя второе слагаемое этого выражения, получаем:

$$2 \sin 2\pi f_1 t \sin 2\pi f_2 t = \cos 2\pi (f_1 + f_2)t - \cos 2\pi (f_1 - f_2)t.$$

Отсюда видно, что в анодной цепи диода присутствуют токи суммарных и разностных частот. Включая в цепь диода контур, настроенный

на одну из них, можно выделить нужную нам преобразованную частоту $f_п$. Можно показать, что преобразование получается и при линейно-ломаной характеристике диода.

В гл. 10 мы говорили об умножителе частоты, т. е. устройстве, на выходе которого создается синусоидальное напряжение с частотой, в целое число раз превышающей частоту переменного напряжения на его входе. Теперь мы рассмотрим решение обратной задачи, т. е. получение на выходе некоторого устройства, которое в дальнейшем будем называть д е л и т е л е м ч а с т о т ы, переменного напряжения с частотой, в целое число раз меньшей частоты напряжения возбуждения. Эту задачу можно решить с помощью обычного генератора с самовозбуждением, в анодную цепь лампы которого включен контур, настроенный на частоту входного напряжения, уменьшенную в целое число раз. Внешний источник напря-

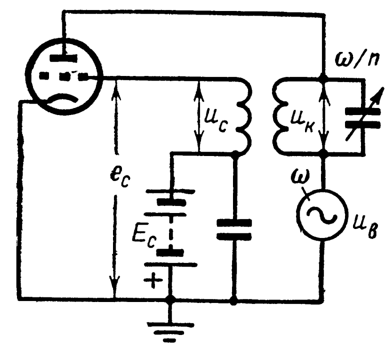


Рис. 11-27. Схема делителя частоты.

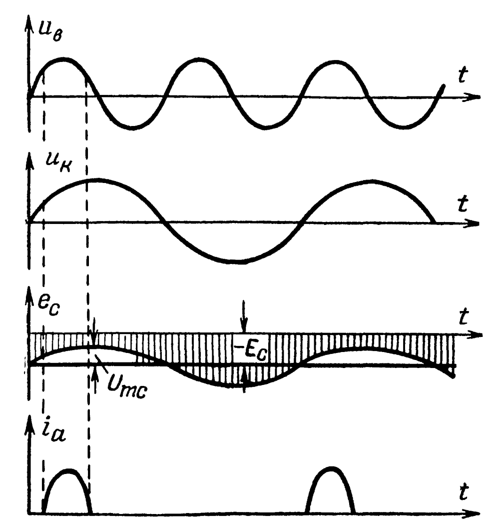


Рис. 11-28. Графики, поясняющие работу делителя частоты.

жения $u_в$, частоту которого делят, включают вместо анодной батареи (рис. 11-27). Смещение на сетку подается от отдельного источника E_c.

Во время отрицательного полупериода источника анодного напряжения анодный ток отсутствует. При положительном полупе-

риоде в анодной цепи возникает импульс анодного тока, который возбуждает колебания в контуре, настроенном на частоту ω/n. Эти колебания создают благодаря наличию цепи обратной связи на сетке лампы переменное напряжение u_c с частотой собственных колебаний контура (рис. 11-28). Однако из-за наличия отрицательного смещения на сетке они смогут вызвать прохождение тока через лампу только при появлении значительного положительного потенциала на ее аноде в то время, когда на сетке лампы переменная составляющая напряжения имеет также положительное значение.

Предположим для конкретности, что частота источника в 2 раза превышает частоту собственных колебаний контура. Тогда, как нетрудно видеть из рис. 11-28, условия для появления анодного тока возникают один раз за период колебаний в контуре, импульсы анодного тока пополняют запас энергии в нем, и в контуре создаются незатухающие колебания с частотой, в 2 раза меньшей частоты колебаний возбуждающего источника.

Заметим, что, если бы не было обратной связи и смещения на сетке, импульсы анодного тока проходили бы через контур дважды за период колебаний в нем. Один из них сообщал бы контуру запас энергии, а второй отбирал ее, и колебания с собственной частотой в нем не могли бы возникнуть.

11-7. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ

В предыдущей главе мы рассмотрели работу некоторых важнейших генераторов импульсов. Полученные с их помощью импульсы часто подвергаются самым различным преобразованиям. Поэтому здесь мы рассмотрим принцип работы основных преобразователей

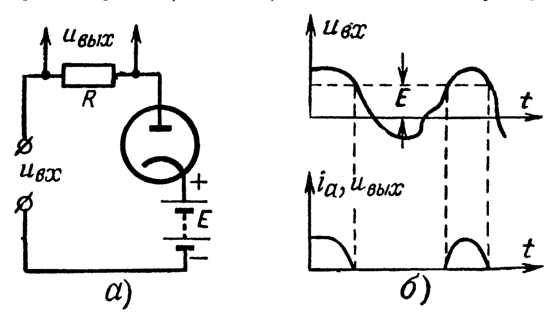


Рис. 11-29. Ограничитель по минимуму.

электрических импульсов: ограничителей, триггеров, дифференцирующих и интегрирующих цепей.

Ограничители срезают часть сигналов, лежащую выше или ниже некоторого заданного уровня. Иначе говоря, ток и напряжение на выходе ограничителя остаются неизменными, если поданное напряжение выходит за пределы данных уровней. Если срезается сигнал выше некоторого уровня, то устройство называют ограничителем по максимуму, если же срезается сигнал ниже некоторого уровня, то устройство называют ограничителем по минимуму. Суще-

ствуют также ограничители, срезающие сигнал сверху и снизу одновременно.

Наиболее просто ограничение производят с помощью диода, используя его свойство не пропускать ток, когда напряжение на аноде становится меньше нуля. В схему такого ограничителя (рис. 11-29, *а*) последовательно с источником переменного напряжения $u_{вх}$ включают источник постоянного тока E, положительный полюс которого подключен к катоду диода. Поэтому результирующее напряжение на его аноде $u_а = u_{вх} - E$. Следовательно, диод отперт только в том случае, если $u_а > 0$, т. е. $|u_{вх}| > |E|$. Сопротивление R должно значительно превышать внутреннее сопротивление отпертого диода, равное сотням ом. Когда напряжение на аноде отрицательно, ток через диод не протекает и падение напряжения на выходном сопротивлении R отсутствует. Когда же напряжение станет положительным, диод отопрется и через сопротивление R потечет ток (пропорциональный напряжению

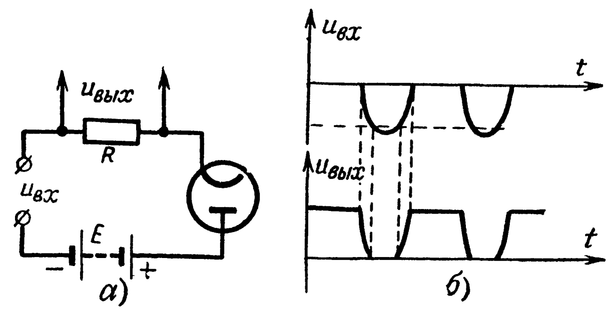


Рис. 11-30. Ограничитель по максимуму.

на входе), создавая на сопротивлении пропорциональное ему напряжение (рис. 11-29, *б*).

Если ставится обратная задача: создать на выходном сопротивлении напряжение, изменяющееся пропорционально входному напряжению до значения E, а затем остающееся неизменным, то нужно перевернуть диод или переключить зажимы так, чтобы на катод диода импульсы приходили с отрицательной полярностью, а источник напряжения подключить положительным полюсом к аноду (рис. 11-30, *а*). При этом на выходе получим напряжение, изображенное на рис. 11-30, *б*. По сравнению с предыдущей схемой импульс на сопротивлении R имеет здесь обратную полярность.

Широкое использование находит схема сеточного ограничителя по максимуму, показанная на рис. 11-31, *а*. Эта схема отличается от обычного усилителя на сопротивлении наличием в сеточной цепи большого активного сопротивления $R_с$ и выбором рабочей точки. Ограничение наступает здесь при небольшом положительном напряжении на сетке лампы. Возникающий при переходе напряжения на сетке к положительным значениям сеточный ток $i_с$, проходя по сопротивлению $R_с$, создает на нем падение напряжения, практически компенсирующее дальнейшее увеличение напряжения $u_{вх}$ на входе. Поэтому напряжение на участке сетка—катод остается почти неизменным, и вершина импульса в анодной цепи оказывается срезанной

(рис. 11-31, *б*). Выбором напряжения смещения E_c можно в этой же схеме получить ограничение по минимуму.

В ряде случаев нужны устройства, способные создавать на выходе импульсы (скачки) тока или напряжения, величина которых не зависит от амплитуды, формы и в некоторых пределах от длительности поступающих на их вход импульсов. Для срабатывания такого устройства необходимо только, чтобы сигнал на входе превысил некоторое минимальное значение. Устройство такого рода представляет собой своеобразное электронное реле, которое часто называют триггером (спусковой схемой).

Рис. 11-31. Сеточный ограничитель.
а — схема; *б* — графики, поясняющие работу ограничителя.

На рис. 11-32, *а* изображена типовая схема триггера, которая напоминает схему мультивибратора. Отличие от последнего заключается лишь в отсутствии конденсаторов и наличии источника постоянного смещения E_c в сеточной цепи. Устойчивое состояние в такой схеме достигается тогда, когда одна из ламп заперта, а другая отперта.

Предположим, что в некоторый момент времени в цепях обеих ламп протекают одинаковые токи. Из-за неизбежных флуктуаций электронного потока ток в одной из ламп в некоторый момент времени немного возрастет; пусть это будет лампа $Л_1$. Тогда увеличится падение напряжения на сопротивлении R_{a1}, на долю сопротивлений R_1 и R_{c2} будет приходиться меньшее напряжение, и ток, проходящий через них, уменьшится, а напряжение на сетке лампы $Л_2$ упадет. Это приведет к уменьшению тока через нее и увеличению положительного напряжения на ее аноде. Последнее в свою очередь вызовет увеличение тока, протекающего через сопротивления R_2 и R_{c1}, и возрастание потенциала сетки лампы $Л_1$. Ток, протекающий через последнюю, еще больше возрастет. Такой процесс приведет к лавинообразному уменьшению тока одной лампы и возрастанию тока другой до тех пор, пока одна из ламп не запрется. В таком состоянии схема может находиться неопределенное время, т. е. такое состояние будет устойчивым.

Однако если подать на сетку запертой лампы импульс положительного напряжения, достаточный для создания в ней хотя бы небольшого анодного тока, то все процессы пройдут в противоположном направлении и приведут к чрезвычайно быстрому запиранию ранее отпертой и отпиранию запертой лампы. Это перебрасывание (опроки-

дывание) схемы можно вызвать также подачей на сетку отпертой лампы отрицательного импульса, способного создать небольшое уменьшение ее анодного тока. Следовательно, схему можно заставить срабатывать в ту и другую сторону, подавая на сетку одной из ламп импульсы противоположной полярности.

На рис. 11-32, *б* приведены графики анодного напряжения лампы $Л_2$ при опрокидывании схемы под действием внешних импульсов, амплитуда которых превышает напряжение опрокидывания. Эти импульсы подаются в цепь сетки лампы $Л_1$. При отпирании импульсы управляют ее анодным током; напряжение же на лампе $Л_2$ изменяется скачками с постоянной амплитудой.

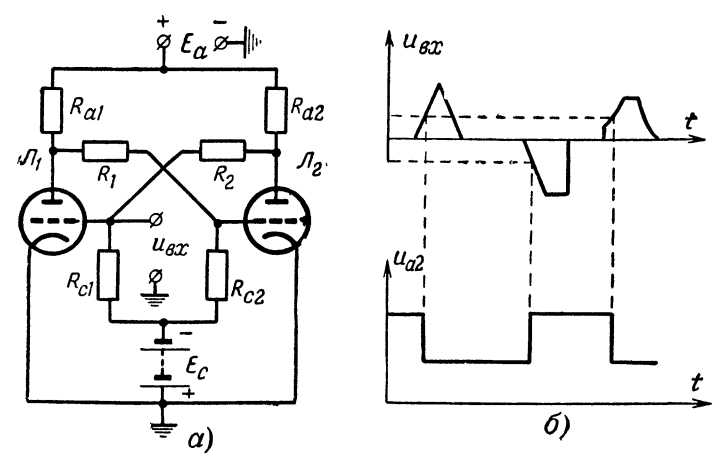


Рис. 11-32. Триггер.
а — схема; *б* — напряжения на входе и на выходе триггера.

Часто в импульсных устройствах возникает необходимость так преобразовать сигнал, поданный на вход, чтобы напряжение или ток на выходе были пропорциональны не величине входного сигнала, а скорости его изменения. Такую операцию преобразования называют дифференцированием входного сигнала, а цепи, которые ее осуществляют, дифференцирующими.

Простейшей дифференцирующей цепью может служить последовательное соединение сопротивления и конденсатора (рис. 11-33, *а*). Если сопротивление конденсатора *C* для основных составляющих тока импульса много больше активного сопротивления *R*, то характер изменения тока в цепи определяется в основном конденсатором. Ток же в цепи конденсатора пропорционален скорости изменения напряжения на нем:

$$i_c = \frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{C \Delta u}{\Delta t},$$

где $\Delta u / \Delta t$ — скорость изменения напряжения.

Проходя через сопротивление *R*, этот ток создает на нем напряжение, пропорциональное скорости изменения входного напряжения.

Дифференцирующие цепи позволяют получать кратковременные импульсы с крутым передним фронтом при подаче на их вход импульсов, близких по форме к прямоугольным (рис. 11-33, *б*). Импульс на выходе возникает в момент начала импульса на входе. Чем круче передний фронт импульса на входе, т. е. чем больше скорость нарастания напряжения, тем больше амплитуда импульса на выходе. В то время, когда рост напряжения на входе замедляется, напряжение на выходе спадает и становится равным нулю в течение времени, соответствующего плоской вершине входного импульса, когда напряжение не изменяется. При спаде входного напряжения вновь возникает импульс напряжения на выходе, но уже противоположной полярности, так как скорость изменения напряжения на входе становится отрицательной. Физически разная полярность импульсов объясняется тем, что в первом случае конденсатор заряжается, а во втором — разряжается.

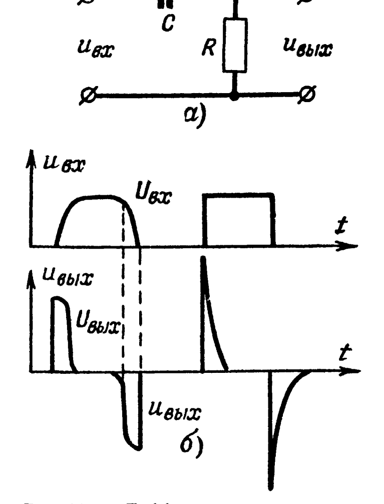


Рис. 11-33. Дифференцирующая цепь. *а* — схема; *б* — напряжения на входе и выходе.

Все это можно проследить при сравнении входных и выходных напряжений в случае колоколообразного и прямоугольного импульсов, показанных на рис. 11-33, *б*. При одинаковой амплитуде напряжения на входе амплитуда напряжения на выходе в случае прямоугольного импульса значительно больше. При идеальном дифференцировании амплитуда его должна была бы быть равна бесконечности, и импульс должен был иметь бесконечно малую длительность. Однако наличие активного сопротивления в цепи приводит к тому, что амплитуда выходных импульсов конечна и они длятся в течение некоторого отрезка времени. Чем меньше активное сопротивление цепочки, а следовательно, меньше ее постоянная времени, тем импульсы ближе к идеальным.

В ряде случаев, когда в цепи протекает изменяющийся во времени ток, возникает необходимость получить напряжение, пропорциональное заряду, прошедшему через цепь за некоторый отрезок времени. Для того чтобы определить этот заряд, нужно разбить весь интересующий нас интервал времени на малые отрезки, в течение которых можно с заданной степенью точности считать ток постоянным, и подсчитать сумму зарядов, перенесенных за эти малые отрезки времени. Эту операцию принято называть интегрированием.

Можно предложить целый ряд радиотехнических схем, которые способны выполнять функцию интегрирования, т. е. создавать на своем выходе напряжение, пропорциональное интегрируемой (суммируемой) электрической величине, действующей на ее входе. Простейшей интегрирующей цепью является конденсатор.

Действительно, напряжение на его обкладках пропорционально сумме всех накопленных в нем зарядов, перенесенных током в его цепи.

Остановимся несколько подробнее на интегрирующем действии конденсатора C, учитывая, что в его цепи всегда существует некоторое сопротивление потерь R (рис. 11-34, *а*). Если на вход такой цепи подается импульс напряжения прямоугольной формы (рис. 11-34, *б*), то напряжение на конденсаторе растет постепенно, стремясь к величине напряжения на входе. Для того чтобы нарастающее напряжение на конденсаторе не препятствовало прохождению тока в цепи, оно не должно возрастать за время импульса до величины, соизмеримой с напряжением на входе. Это достигается включением последовательно в цепь весьма большого активного сопротивления, в результате чего постоянная времени цепи оказывается намного больше длительности импульса. Однако постоянная времени должна быть одновременно настолько малой, чтобы после окончания действия импульса конденсатор успел разрядиться до начала следующего импульса. В некоторых случаях ставится задача интегрирования серии импульсов, тогда постоянная времени соответственно увеличивается.

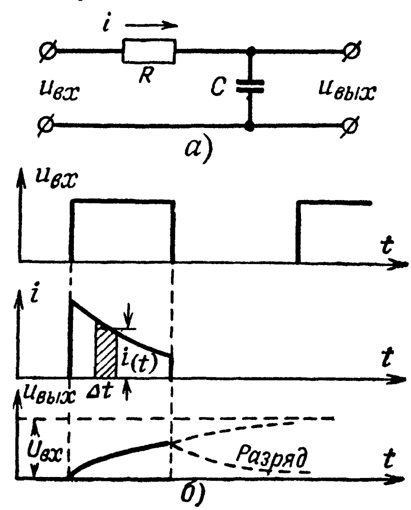


Рис. 11-34. Интегрирующая цепь.
а — схема; *б* — токи и напряжения в схеме.

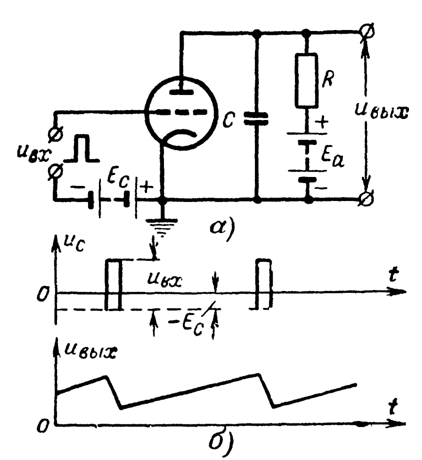


Рис. 11-35. Получение пилообразного напряжения.
а — схема; *б* — напряжения на входе и выходе.

Для получения развертки в осциллографических индикаторах и для других операций, связанных с электрическим отсчетом времени, нужны устройства, создающие напряжение, возрастающее пропорционально времени. Естественно, что в какой-то момент возрастание напряжения должно прекратиться и начаться снова спустя требуемый отрезок времени. Напряжение в таком устройстве имеет пилообразную форму.

Существует довольно много схем, позволяющих получить колебания такого рода. Мы рассмотрим простейшую из них, в которой импульсы напряжения прямоугольной формы преобразуются в импульсы напряжения, нарастающего во времени по линейному закону (рис. 11-35, *а*). Здесь в анодную цепь лампы (триода) включен конденсатор *С*, заряжающийся от источника анодного напряжения $E_а$ через большое сопротивление *R*, когда лампа под действием напряжения источника постоянного смещения $E_с$ заперта. Процесс увеличения напряжения на конденсаторе показан на рис. 11-35, *б*. В своей начальной стадии он протекает по закону, мало отличающемуся от линейного. В некоторый момент времени на сетку лампы подается кратковременный положительный импульс прямоугольной формы, резко отпирающий лампу. Последняя выбирается с возможно меньшим внутренним сопротивлением, поэтому разряд конденсатора происходит хотя и по экспоненциальному закону, но столь быстро, что это не создает существенных отклонений выходного напряжения от пилообразной формы. После окончания отпирающего импульса процесс повторяется.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

12-1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Радиопередающие устройства предназначаются для создания модулированных высокочастотных колебаний, энергия которых преобразуется антенной в энергию электромагнитных волн. Современные радиопередающие устройства классифицируют в первую очередь по области их применения. Этот признак в значительной мере определяет рабочий диапазон, общую структуру, вид модуляции, способ стабилизации частоты и прочие основные данные передатчиков.

Структура радиопередающих устройств может в сильной степени различаться в зависимости от целевого назначения и рабочего диапазона станции. Поэтому следует ознакомиться с основными принципами построения радиопередающих устройств различных типов. При этом по общему техническому признаку все радиопередатчики могут быть разбиты на две группы: с непрерывным и импульсным излучением сигналов. Вне зависимости от целевого назначения у передатчиков каждой из этих групп очень много общего между собой. К первой группе относятся передатчики радиовещательных, связных, телевизионных, части радионавигационных станций и линий телеуправления. Ко второй группе относятся почти все передатчики радиолокационных станций, большей части многоканальных линий связи, телеуправления и части радионавигационных станций. Остановимся сначала на особенностях построения и работы передатчиков с непрерывным излучением.

По общему принципу работы радиовещательные и связные станции очень близки друг к другу, но если первые работают на строго фиксированной волне (так же работают и телевизионные станции),

то вторые обычно могут изменять свою рабочую частоту в пределах весьма широкого диапазона, чтобы использовать наивыгоднейшую волну для связи с различными корреспондентами.

Развитие радиотехники началось с использования однокаскадных передатчиков, состоявших из одного генератора с самовозбуждением, в котором производилась модуляция или телеграфная манипуляция. Однако они не позволили получить значительную мощность и необходимую стабильность рабочей частоты. Поэтому в настоящее время радиовещательные и связные передатчики, как правило, строятся по многокаскадной схеме (рис. 12-1), состоящей из генератора с самовозбуждением (его называют **задающим генератором** передатчика), одного или нескольких каскадов усиления (генераторов с внешним возбуждением) и модулятора. Некоторые из промежуточных генераторов с внешним возбуждением могут работать в режиме умножения частоты.

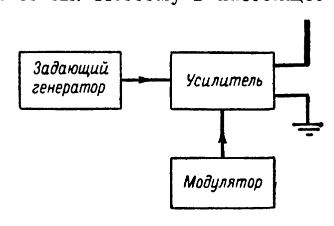


Рис. 12-1. Структурная схема радиопередающего устройства.

В качестве задающих генераторов передатчиков, работающих в широком диапазоне частот, вследствие простоты настройки чаще всего используются одноконтурные генераторы с самовозбуждением; в последнее время стали применять двухконтурные генераторы с электронной связью, чтобы получить более высокую стабильность частоты, бо́льшую мощность и возможность умножения частоты в самом автогенераторе. Следует отметить, что повышение стабильности рабочей частоты является одной из самых важных проблем современной радиотехники; ради нее приходится идти на серьезные усложнения схем и конструкций радиопередающих устройств. Особенное значение она имеет для передатчиков с непрерывным излучением.

12-2. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ ЗАДАЮЩИХ ГЕНЕРАТОРОВ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Проблема стабилизации частоты приобрела большое значение вследствие увеличения числа действующих радиостанций. При недостаточной стабильности частоты передатчиков возникают сильные взаимные помехи и нарушения нормальной связи. Это вынудило путем заключения специальных конвенций устанавливать единые международные нормы допустимой нестабильности частоты передатчиков различного назначения, которые периодически пересматриваются и становятся со временем все более жесткими. Например, для радиовещательных станций длинноволнового диапазона не допускается уход частоты более чем на ± 5 *гц*, а для связных радиостанций в зависимости от вида станции в пределах 0,01—0,02% от установленного значения.

Какие же причины вызывают уходы частоты, определяемой задающим генератором? Среди этих причин первое место занимают изменения температуры. Емкость конденсаторов и индуктивность катушек зависят от их линейных размеров, которые в некоторых пределах изменяются при изменении температуры. Перепады рабочих темпера-

тур деталей радиотехнических цепей могут иметь весьма большую величину. Постоянные и переменные токи, проходя по катушкам и конденсаторам генераторов, нагревают их до температуры 70—90° С.

Особенно большие перепады температуры наблюдаются у деталей ламп, что приводит к существенному изменению их междуэлектродных емкостей, входящих в колебательную систему генератора. Влияние прогрева особенно сильно проявляется в первые минуты после включения передатчика, когда происходит резкое уменьшение частоты, называемое «выбегом». Влияние изменения междуэлектродных емкостей лампы сказывается на частоте автогенератора тем резче, чем значительнее их удельный вес в общей емкости колебательной системы генератора. Обычно он тем больше, чем короче волна. В диапазоне метровых и более коротких волн часто внешний конденсатор вообще отсутствует, и вся емкость контура определяется емкостями лампы.

Поэтому, когда это возможно, стараются, чтобы задающий генератор работал на возможно более длинных волнах. Обычно задающие генераторы современных передатчиков работают на частотах не свыше 1—3 *Мгц* (на волнах 300—100 *м*). Отсюда вытекает важное практическое следствие: необходимость умножения частоты в промежуточных каскадах передатчиков, работающих на более коротких волнах.

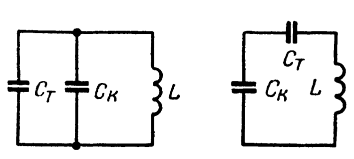


Рис 12-2. Схемы температурной компенсации с помощью тикондовых конденсаторов.

Снижение нагрева деталей контура и лампы, необходимое для уменьшения ухода частоты, может быть достигнуто путем уменьшения мощности задающего генератора. Обычно она не превышает нескольких ватт. Эти обстоятельства служат основной причиной большего числа каскадов умножения и усиления в современных передающих устройствах.

Борьба с температурными влияниями на частоту задающего генератора ведется в основном по двум направлениям: 1) путем создания возможно более стабильных колебательных систем, т. е. таких колебательных систем, которые мало изменяют свои параметры под влиянием изменения температуры и прочих внешних условий, и 2) путем компенсации температурных изменений, возникающих в отдельных элементах контура. Последнее осуществляется проще всего с помощью конденсаторов из специального твердого диэлектрика — тиконда, которые уменьшают свою емкость при нагреве. Подключенный параллельно или последовательно основному конденсатору контура $C_к$ (рис. 12-2) тикондовый конденсатор $C_т$ компенсирует увеличение емкости конденсатора $C_к$ при изменении температуры. Этот способ носит название термокомпенсации. Следует отметить, что, несмотря на значительные успехи в технологии изготовления высокостабильных деталей, они до сих пор являются очень дорогими и сложными в изготовлении и часто еще полностью не удовлетворяют современным требованиям.

Изменение температурного режима генератора в процессе его эксплуатации может быть вызвано изменением питающих напряжении или сопротивления нагрузки. Одновременно с этим возникают изменения токов в отдельных цепях схемы, что приводит к изменению коэффициента обратной связи из-за изменения напряжения на участке

сетка — катод лампы, создаваемого сеточным током; происходит перераспределение объемного заряда в лампе, что также приводит к изменению действующих значений междуэлектродных емкостей. Все это вместе вызывает заметный уход частоты автогенератора. Для устранения изменений напряжений, питающих задающий генератор, последний, когда это возможно, питают от отдельного стабилизированного источника и не производят в нем модуляции. Чтобы уменьшить изменения нагрузки и устранить влияние каскадов, режим работы которых резко меняется вследствие модуляции, манипуляции и по другим причинам, за задающим генератором ставят так называемый буферный генератор, работающий без сеточных токов и поэтому почти не нагружающий возбудитель.

При современных требованиях к стабильности частоты смещение витков катушек, прогиб пластин конденсаторов, провисание монтажных проводов и прочие деформации деталей генератора, измеряемые десятыми и даже сотыми долями миллиметра, оказываются недопустимыми. Поэтому детали задающих генераторов делают массивными, прочными, а весь монтаж ведут жесткими закрепленными проводами. Заметные изменения частоты автогенератора возможны в результате изменений влажности и давления воздуха, что приводит к изменениям диэлектрической постоянной, а следовательно, и к изменению емкостей воздушных конденсаторов.

Стабильность частоты любой колебательной системы определяется в первую очередь двумя ее параметрами: добротностью и эталонностью. Это положение легко уяснить из простой механической аналогии. Представим себе маятник, совершающий колебания. Эти колебания сопровождаются превращением потенциальной энергии верхнего положения маятника в кинетическую энергию движения в его нижнем положении; они являются реактивными энергиями колебательной системы. Потери энергии определяются трением в подвесе и о воздух. Отношение реактивной энергии к энергии потерь определяет добротность маятника. Если запас реактивной энергии мал по сравнению с энергией потерь (добротность мала), то колебания будут вялыми, быстрозатухающими, и даже слабые удары по маятнику смогут резко изменить характер его движения. Наоборот, если маятник массивен и высоко поднимается (запас реактивной потенциальной энергии велик), а потери на трение малы, то остановить или иным образом изменить его движение трудно; стабильность колебаний маятника в этом случае велика. Однако одного этого мало. Допустим, что высокодобротный маятник подвешен на металлической нити, которая сильно удлиняется от нагрева. В этом случае при нагреве частоту колебаний не спасет никакая добротность. Поэтому, кроме большой добротности, колебательная система должна обладать еще высокой эталонностью — способностью сохранять свои параметры неизменными под влиянием внешних воздействий.

Все это относится к любым колебательным системам, в том числе и к ламповым автогенераторам. Поэтому ясно, что в известных нам ламповых схемах наиболее высокую стабильность частоты можно получить, используя двухконтурные автогенераторы, в которых один из контуров можно не связывать с нагрузкой (тем самым не ухудшать его добротности) и изолировать от внешних влияний. Роль высокодобротных эталонных контуров в таких системах могут играть электромеханические резонаторы — пластинки кристаллов кварца.

Пластинки, вырезанные определенным образом из кристаллов кварца, обладают замечательными свойствами: если подвергать их сжатию или растяжению, то на их гранях появляются электрические заряды противоположных знаков (рис. 12-3); знаки зарядов изменяются при переходе от сжатия к растяжению. Это явление получило название прямого пьезоэлектрического эффекта. С другой стороны, имеет место и противоположное явление: пластинка, помещенная в электрическое поле, сжимается или растягивается в зависимости от направления поля. Это явление носит название обратного пьезоэффекта. Оба эти эффекта всегда сопровождают друг друга. Если поместить кварцевую пластинку в переменное электрическое поле конденсатора (рис. 12-3, *а*), то она придет в состояние колебаний; при этом на ее гранях появятся переменные электрические заряды. Они будут притягивать на пластины конденсатора дополнительные заряды, создавая кажущийся эффект появления некоторого тока, протекающего через кристалл (так называемого пьезотока), что равноценно появлению в цепи некоторой дополнительной проводимости. Следовательно, нагрузка генератора будет состоять из конденсатора $C_{к.д}$ (он же обычно играет роль держателя кварцевой пластинки) и включенного параллельно эквивалентного сопротивления кварца $Z_{э.к}$ (рис. 12-3, *б*).

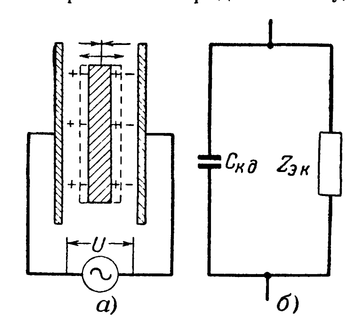


Рис. 12-3. Пьезоэффект в кварцевых пластинках.

а — пьезокварц в цепи переменного тока; *б* — эквивалентная схема кварца в кварцедержателе.

Какой же характер имеет эквивалентное сопротивление кварца? При любом возбуждающем воздействии кварцевая пластинка вынуждена будет совершать колебания с частотой вынуждающей силы. Однако сама пластинка, получив некоторую порцию энергии, стремится совершать колебания с собственной частотой. Поэтому если частота внешнего источника ниже собственной частоты кварцевой пластинки, то ее деформации, а следовательно, и пропорциональный им пьезоток будут опережать по фазе напряжение источника. Таким образом, кварцевая пластинка будет иметь эквивалентное сопротивление емкостного характера. Наоборот, при частоте внешнего источника, лежащей выше частоты собственных колебаний пластинки, деформации и ток через кварцевую пластинку будут отставать по фазе от напряжения источника. Кварцевая пластинка будет представлять эквивалентное сопротивление индуктивного характера. Чем ближе частота внешнего источника к частоте собственных колебаний пластинки, тем больше их амплитуда и больше пьезоток. Поэтому кварцевая пластинка проявляет себя как последовательный электрический контур.

Тепловые потери при колебаниях пластинки очень малы, ее добротность достигает $10^4 \div 10^7$, что на много порядков выше добротности электрических контуров. Чем больше частота генератора отличается от собственной частоты пластинки, тем меньше амплитуда ее колебаний и пьезоток и тем больше сдвиг фаз тока относительно напряжения генератора.

Как же будет вести себя кварц в кварцедержателе?

Если частота генератора немного превышает собственную частоту пластинки, то пьезоток велик и немного отстает по фазе от напряжения. Это показано на рис. 12-4, *а*, где изображена векторная диаграмма кварца с кварцедержателем. Вектор U характеризует напряжение

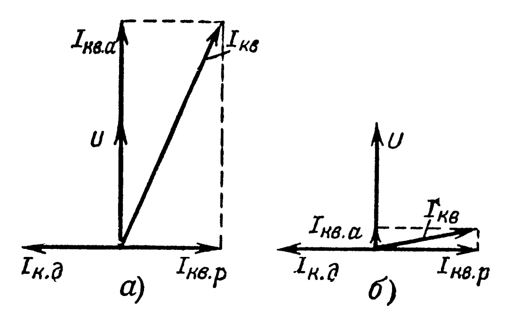


Рис. 12-4. Векторные диаграммы кварца в кварцедержателе.
а — при резонансе напряжений; *б* — при резонансе токов.

генератора, а вектор $I_{кв}$ изображает пьезоток кварца. Векторная диаграмма построена для такой расстройки кварца, когда реактивная составляющая пьезотока $I_{кв.р}$, имеющая индуктивный характер, равна току кварцедержателя $I_{к.д}$. В этом случае в подводящей цепи они уничтожают друг друга, и в ней протекает только значительный ток активного характера $I_{кв.а}$. Поэтому вся система представляет для генератора малое активное сопротивление; явления в ней аналогичны резонансу в последовательном контуре.

При большей расстройке генератора амплитуда пьезотока резко уменьшается, а сдвиг фаз увеличивается, и при некоторой расстройке реактивная составляющая пьезотока снова будет компенсировать емкостный ток кварцедержателя (рис. 12-4, *б*). Ток в подводящей цепи будет иметь снова чисто активный характер, но он будет очень мал. Поэтому в данном случае система представляет для генератора очень большое активное сопротивление, причем явления в ней аналогичны резонансу в параллельном контуре.

$C_{к.д}$ $L_{э.кв}$ $r_{э.кв}$ $C_{э.кв}$

Рис. 12-5. Эквивалентные электрические параметры кварца в кварцедержателе.

Таким образом, кварцевая пластинка вместе с ее держателем имеет две резонансные частоты, на которых она ведет себя как параллельный или как последовательный контур. Это можно пояснить также эквивалентной электрической схемой кварца в кварцедержателе (рис. 12-5). Резонансные свойства собственно кварцевой пластинки характеризуются схемой эквивалентного последовательного контура (правая ветвь), параллельно которому включена емкость кварцедержателя. Полученная схема представляет собой контур третьего вида, который

имеет две резонансные частоты; между ними контур имеет реактивное сопротивление индуктивного характера.

Невозбужденный кварц в кварцедержателе представляет собой обычный конденсатор с твердым диэлектриком. Следовательно, его сопротивление может иметь индуктивный характер только за счет интенсивных пьезоэлектрических колебаний. Поэтому кварц используется чаще всего в тех местах схем автогенераторов, где он должен выполнять роль эквивалентной индуктивности, что гарантирует работу схемы только в случае возбуждения кварца.

Длина собственной волны кварцевой пластинки пропорциональна ее толщине (кварц, рассчитанный на работу в диапазоне средних волн, представляет собой пластинку площадью в несколько квадратных сантиметров и толщиной около 1 *мм*). Пластинку кварца легко изолировать от внешних влияний, поместив ее в эвакуированный баллон, который часто еще совмещается с термостатом — устройством, поддерживающим постоянной температуру внутри баллона. Последнее не всегда необходимо, так как у многих кварцевых пластинок темпера-

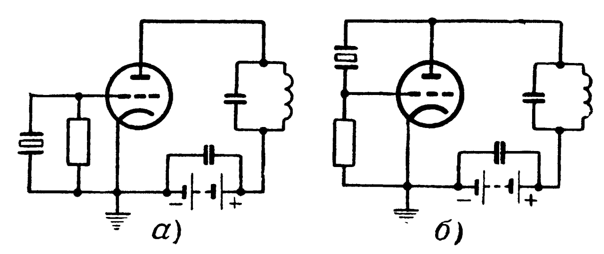


Рис. 12-6. Схемы двухконтурных кварцевых генераторов.
а — схема с общим катодом, *б* — схема с общим анодом.

турный коэффициент расширения очень мал, а у некоторых специально вырезанных пластинок он даже равен нулю. Таким образом, кварцевые резонаторы можно сделать высокоэталонными.

Существенным недостатком кварца является его хрупкость. При больших амплитудах колебаний кварцевые пластинки разрушаются, поэтому они не могут использоваться в схемах одноконтурных автогенераторов, где они выполняли бы роль нагрузочных контуров. В схемах двухконтурных генераторов их используют в цепях, где выделяется небольшая доля генерируемой мощности. Так, например, в схеме автогенератора с общим катодом кварц ставится между сеткой и катодом лампы (рис. 12-6, *а*) и выполняет роль эквивалентной индуктивности. Основная мощность выделяется в анодном контуре В схеме с общим анодом (рис. 12-6, *б*) кварц включается между сеткой и анодом лампы. Основной нагрузкой генератора служит контур в цепи анод — катод лампы. В схеме с общей сеткой кварц мог бы выполнять роль эквивалентной индуктивности только при включении между сеткой и анодом лампы, но как раз здесь и выделяется основная мощность. Поэтому кварцевые генераторы, собранные по схеме с общей сеткой, применения не нашли.

Широкое использование в современных передатчиках находят схемы кварцевых генераторов с электронной связью (рис. 12-7). В них совмещены достоинства кварцевых генераторов и схем с электронной

связью. В генераторе на рис. 12-7, *а* внутренняя «автогенераторная» часть, в которой используется катод, управляющая сетка и экранирующая сетка лампы, построена по схеме с общим катодом, а в генераторе на рис. 12-7, *б* — по схеме с общим анодом. «Анодный» контур внутренней части включен между землей и катодом из-за того, что анод (т. е. экранирующая сетка) по высокой частоте заземлен. Внешний контур может быть настроен на основную частоту или на одну из ее гармоник. В нем допустимо выделение значительной мощности.

Приведенные схемы кварцевых генераторов являются наиболее распространенными. Они позволяют получать отклонения частоты в серийной аппаратуре, не превышающие 0,001—0,0001% от заданного значения. В настоящее время разработаны более сложные кварцевые генераторы со стабильностью частоты порядка $10^{-7} \div 10^{-9}$. К общим недостаткам кварцевых генераторов следует отнести возможность их работы только на фиксированной частоте.

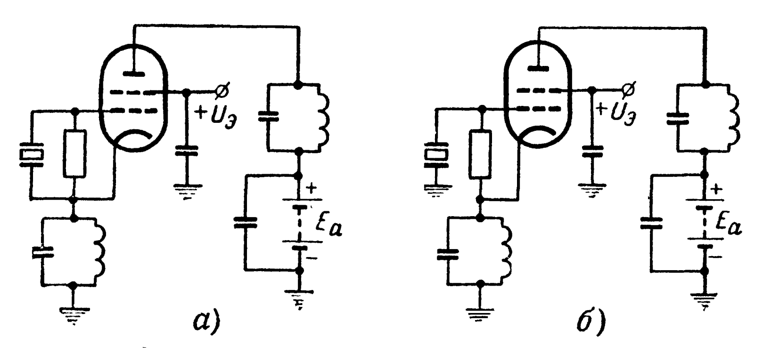


Рис. 12-7. Схемы кварцевых генераторов с электронной связью.

Широкое распространение для стабилизации частоты передатчиков получили в настоящее время системы автоматической подстройки частоты. Принцип действия их состоит в следующем. Частота задающего генератора подается на усилитель мощности и на частотный дискриминатор (различитель), где производится сравнение рабочей частоты с некоторой образцовой частотой (рис. 12-8, *а*). В зависимости от того, в какую сторону отличается рабочая частота от образцовой, на выходе дискриминатора возникает напряжение того или иного знака. После усиления выходное напряжение дискриминатора подается на сетку реактивной лампы, которая изменяет частоту задающего генератора в нужную сторону. Вместо реактивной лампы может быть использован электромеханический привод, состоящий из реверсивного электродвигателя, изменяющего частоту автогенератора в нужную сторону путем изменения емкости конденсатора настройки контура (рис. 12-8, *б*).

В качестве образцовой частоты используются частоты колебаний схемы с несколькими кварцами, при смешении частот которых создается сетка стабильных частот. Грубо генератор настраивается на одну из них вручную, а затем система автоподстройки непрерывно приводит к этой частоте частоту автогенератора. В подобных устройствах с помощью нескольких кварцев удается получить сетку в несколько сотен и даже тысяч опорных (эталонных) частот.

Несмотря на все меры, применяемые для стабилизации частоты передатчиков, проблема «тесноты в эфире» по-прежнему остается чрезвычайно острой. В настоящее время возможность размещения новых станций в «старых» рабочих диапазонах, т. е. диапазонах длинных, средних и коротких волн, весьма ограничена. Поэтому происходит

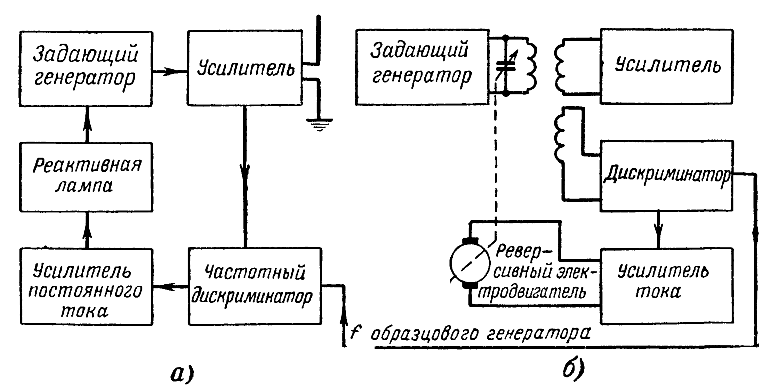


Рис. 12-8. Структурные схемы систем автоподстройки частоты.
а — с реактивной лампой; *б* — с серводвигателем.

интенсивное освоение диапазона ультракоротких волн, куда переводятся все станции местного значения. Это не только позволит разгрузить другие диапазоны, но в силу особенностей распространения ультракоротких волн устранит взаимные помехи местных станций.

Однако это вовсе не означает, что проблема стабилизации частоты не имеет в ультракоротковолновых радиостанциях такого же важного значения, как в радиостанциях других диапазонов. Количество действующих ультракоротковолновых радиостанций растет чрезвычайно быстро, и этот диапазон уже сейчас нельзя считать свободным. Кроме того, важное значение имеет «жесткость», т. е. бесподстроечная работа и быстрота вхождения в связь, что невозможно без высокой стабильности частоты. В связных и радиовещательных ультракоротковолновых радиостанциях получение высокой стабильности частоты оказывается еще более сложной проблемой. Кварцевая стабилизация непосредственно на этих волнах невозможна, так как кварцевые пластинки для них должны быть настолько тонкими, что их изготовление практически исключено. Поэтому приходится прибегать к кварцевым возбудителям, работающим на частоте в несколько мегагерц, и производить многократное умножение частоты в промежуточных каскадах передатчиков. Широкое применение в ультракоротковолновых передатчиках нашел и метод автоподстройки частоты.

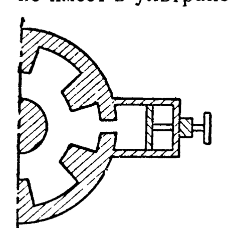


Рис. 12-9. Стабилизация частоты магнетрона высокодобротным резонатором.

В генераторах сантиметровых волн для повышения стабильности их частоты генератор связывают с высокодобротным резонатором, что

приводит к повышению общей добротности колебательной системы. На рис. 12-9 в качестве примера показан элемент конструкции магнетрона, замедляющая система которого связывается через щель с дополнительным высокодобротным резонатором.

Для стабилизации частоты сверхвысокочастотных генераторов различного типа также широко используется явление захватывания частоты. Колебания высокостабильного генератора вводятся в автогенератор, в результате чего происходит принудительная синхронизация частоты автогенератора.

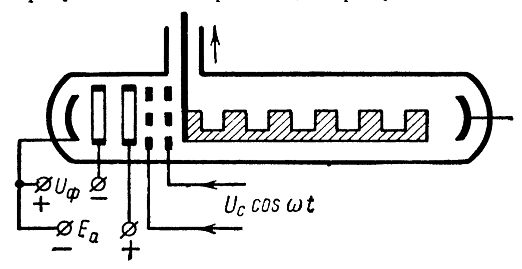


Рис. 12-10. Принудительная синхронизация частоты лампы обратной волны внешним источником.

Опыт показывает, что мощность синхронизирующего генератора при этом может быть намного меньше мощности синхронизируемого генератора. Введение синхронизирующего сигнала производится либо со стороны нагрузки, либо через специальный элемент связи. На рис. 12-10 показан метод синхронизации колебаний лампы обратной волны, в которой введены дополнительные сетки. Поданное на них напряжение $U_c \cos \omega t$ от внешнего генератора создает предварительную скоростную модуляцию потока с заданной частотой.

Все сказанное выше показывает, что решение проблемы стабилизации частоты приводит к большому усложнению схемы и конструкции передатчиков.

12-3. ПЕРЕДАЧА МОЩНОСТИ ПОЛЕЗНОЙ НАГРУЗКЕ

В тех случаях, когда нагрузкой генератора служит одиночный контур (такую схему называют «простой»), он включается как контур второго вида, реже как контур третьего вида, а величина его эквивалентного сопротивления регулируется изменением коэффициента включения. Для этого провод, соединяющий анод лампы с контуром, оканчивают съемным щупом, который можно переставлять с одного витка контурной катушки на другой. Генераторы с простой схемой включения нагрузки в настоящее время встречаются редко, чаще полезная нагрузка связывается с анодной цепью лампы через промежуточный контур (рис. 12-11). Такая схема получила название «сложной».

Таким образом, в генераторе со сложной схемой нагрузкой для лампы служит промежуточный контур, в который вносится некоторое сопротивление из выходного контура. Эквивалентное сопротивление промежуточного контура

$$R_э = \frac{L}{C(r_к + \Delta r)}. \qquad (12\text{-}1)$$

Из теории связанных контуров известно, что если контуры настроены, то

$$\Delta r = \frac{X^2_{св}}{r_н}. \tag{12-2}$$

Следовательно, увеличивая связь между входным и промежуточным контурами, мы увеличиваем вносимое в него сопротивление и уменьшаем его эквивалентное резонансное сопротивление.

Схема генератора свидетельствует о том, что только некоторая доля от всей генерируемой мощности передается в цепь полезной нагрузки (в выходной контур). Остальная часть колебательной мощности рассеивается в промежуточном контуре, т. е.

$$P = P_к + P_н, \tag{12-3}$$

где P — вся генерируемая мощность;

$P_н$ — мощность, передаваемая в нагрузку;

$P_к$ — мощность, рассеиваемая в промежуточном контуре.

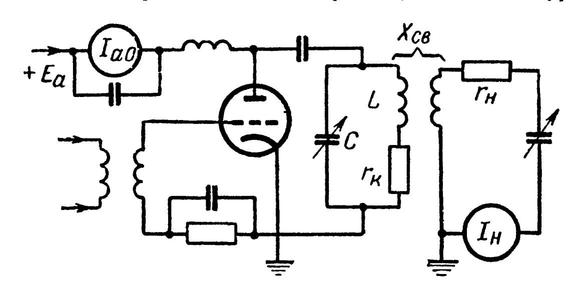


Рис. 12-11. Генератор со сложной схемой.

Отношение, показывающее, какая доля всей генерируемой мощности передается во внешний контур, называют к. п. д. **промежуточного контура**:

$$\eta_к = \frac{P_н}{P}. \tag{12-4}$$

Очевидно, что доля передаваемой мощности будет тем больше, чем больше связь между контурами.

Рассмотрим, как изменяются энергетические соотношения в генераторе со сложной схемой при изменении связи между контурами. Мощность в выходном контуре

$$P_н = P\eta_к. \tag{12-5}$$

Если эквивалентное сопротивление $R_{э0}$ промежуточного контура при отсутствии связи с выходным контуром очень велико, то генератор работает в сильно перенапряженном режиме (точка A на рис. 12-12), причем к. п. д. промежуточного контура равен нулю, так как связи нет. По мере увеличения связи эквивалентное сопротивление контура уменьшается, и генерируемая мощность возрастает в соответствии с зависимостью мощности P от сопротивления $R_э$ для генератора с простой схемой включения нагрузки (на рис. 12-12 эта зависимость при-

ведена в относительных величинах $P/P_{гр}$, где $P_{гр}$ — мощность в граничном режиме). Одновременно увеличивается доля мощности, передаваемая во внешний контур, и мощность в нем возрастает.

Так продолжается до тех пор, пока эквивалентное сопротивление промежуточного контура не станет равным значению, при котором генерируемая мощность достигает максимума (точка M на рис. 12-12). Дальнейшее увеличение связи приводит к уменьшению генерируемой мощности. Однако это не приводит сразу к уменьшению мощности в выходном контуре; наоборот, при некотором увеличении связи она еще возрастает. Это происходит вследствие того, что генерируемая мощность вблизи максимума падает сравнительно медленно, а к. п. д. промежуточного контура растет быстро. Их произведение растет до

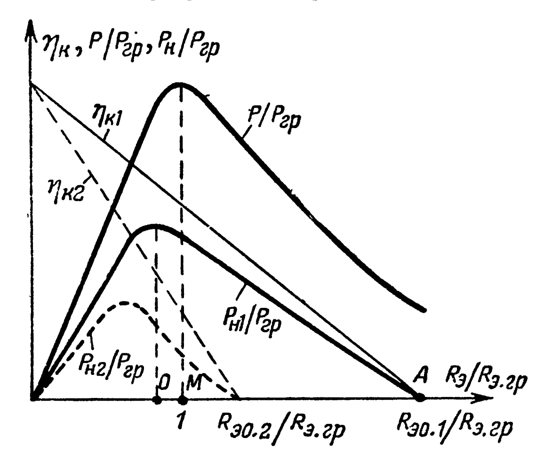


Рис. 12-12. Энергетические соотношения в генераторе сложной схемы при различной величине эквивалентного сопротивления промежуточного контура.

некоторой точки O, после которой падение генерируемой мощности приводит к уменьшению мощности на выходе.

Таким образом, мощность во внешнем контуре достигает максимального значения не при максимально возможной связи, как это могло бы показаться на первый взгляд, а при вполне определенной связи между контурами, когда генератор переходит в несколько недонапряженный режим. Если рассмотреть те же явления в том случае, когда эквивалентное сопротивление промежуточного контура $R_{эо.2}$ будет меньше $R_{эо.1}$, то для уменьшения его до величины, при которой начинается резкое уменьшение генерируемой мощности, а следовательно, и мощности во внешнем контуре, потребуется установление меньшей связи, чем в первом случае. Поэтому к. п. д. промежуточного контура, а следовательно, и мощность во внешнем контуре окажутся меньшими, чем в первом случае. Все сказанное иллюстрируется аналогичными графиками, построенными штриховыми линиями на рис. 12-12.

Проведенное рассмотрение позволяет сделать очень важный практический вывод: *чем выше собственное эквивалентное сопротивление*

промежуточного контура, тем лучше используется генерируемая лампой мощность и тем большая мощность может быть получена в полезной нагрузке. Генераторами с включением нагрузки по сложной схеме являются все задающие генераторы, промежуточные каскады передатчиков и большинство оконечных каскадов.

12-4. ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Выше было показано, что для удовлетворения жестким требованиям по стабильности частоты желательно, чтобы задающий генератор передатчика работал в диапазоне средних волн с мощностью, не превышающей нескольких ватт. Поэтому промежуточные каскады должны, во-первых, усиливать мощность задающего генератора до уровня, необходимого для возбуждения выходного каскада, и, во-вторых, повышать частоту генерируемых колебаний до заданной величины.

Первый усилитель, следующий за задающим генератором, обычно ставится в режим без токов первой сетки (буферный режим). Это сопряжено со значительным недоиспользованием лампы по току, поскольку сеточный ток будет отсутствовать только в том случае, если напряжение на сетке не заходит в область положительных значений. Полное же использование генераторных ламп по току всегда достигается при положительных напряжениях на сетке. Отсюда ясно, что в буферных каскадах целесообразно использовать лампы с левыми характеристиками, т. е. тетроды и пентоды.

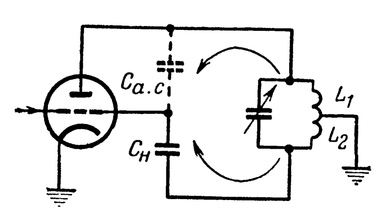


Рис. 12-13. Схема нейтрализации связи анодной и сеточной цепей через емкость анод—сетка лампы.

Повышение частоты генерируемых колебаний достигается с помощью умножителей частоты. Для эффективной работы умножителей необходимо выбирать малые углы отсечки, при которых содержание выделяемых гармоник достигает максимума (см. графики на рис. 10-8). Уменьшение отсечки требует увеличения смещения и такого же увеличения напряжения возбуждения, необходимого для полного использования лампы по току, что сопряжено с рядом технических трудностей, преодоление которых затрудняется с ростом номера выделяемой гармоники. Поэтому на практике в основном используются только удвоители и утроители частоты.

Число промежуточных каскадов в передатчике может быть тем меньше, чем выше коэффициент усиления каждого каскада по мощности. Поэтому всегда стремятся использовать в них тетроды и пентоды, обладающие большой крутизной и малыми токами первой сетки. Однако не всегда удается следовать этой рекомендации. Часто, особенно в мощных передатчиках, приходится использовать триодные генераторы. При этом возникает задача борьбы с самовозбуждением усилителя, возникающим вследствие обратной связи через емкость между анодом и сеткой лампы $C_{а.с}$. Использования усилителя по схеме с общей сеткой по возможности стараются избегать из-за малого коэффициента усиления. Остается еще путь нейтрализации связи через емкость $C_{а.с}$.

Нейтрализация производится различными способами в зависимости от рабочего диапазона, вида схемы и специальных требований к каскаду. Общая идея может быть пояснена на простейшей схеме, изображенной на рис. 12-13. В ней нагрузочный контур усилителя заземляется средней точкой; при этом крайние точки контура оказываются под противофазными напряжениями относительно земли (катода). Нижнюю (по схеме) точку контура связывают с сеткой лампы конденсатором $C_н$, емкость которого подбирают равной емкости $C_{а.с}$. При выполнении этого условия напряжения, поступающие на сетку через емкости $C_{а.с}$ и $C_н$, равны и противофазны. Следовательно, результирующая обратная связь равна нулю.

12-5. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Выходные каскады обеспечивают необходимую мощность в антенне передатчика; в них же обычно осуществляется управление колебаниями. Нагрузкой генератора здесь служит антенно-фидерная система, которая может в отдельных случаях непосредственно включаться в анодную цепь лампы, когда генератор работает по простой схеме (рис. 12-14).

Для получения максимальной выходной мощности необходимо, во-первых, получить резонанс в антенном контуре (при этом одно-

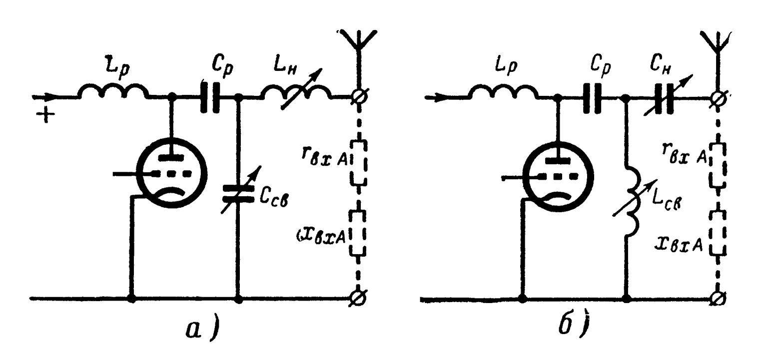


Рис. 12-14. Выходные каскады с простой схемой.

временно обеспечивается активный характер нагрузочного сопротивления для ламп) и, во-вторых, добиться того, чтобы нагрузочное сопротивление имело оптимальную для генератора величину. Чтобы удовлетворить этим двум требованиям, в антенную цепь включают два регулируемых реактивных сопротивления. Одно из них ($C_{св}$ на рис. 12-14, *а* или $L_{св}$ на рис. 12-14, *б*), включенное на участке анод — катод лампы, регулирует связь с антенной или, в переводе на «язык сопротивлений», изменяет величину эквивалентного сопротивления нагрузки для лампы, а другое ($L_н$ на рис. 12-14, *а* или $C_н$ на рис. 12-14, *б*), включенное последовательно с антенной, компенсирует реактивные сопротивления в антенном контуре, т. е. производит его

Не вся мощность в антенном контуре затрачивается полезно: органы связи и настройки обладают потерями $r_н$ и $r_{св}$. В контуре вся мощность затрачивается в активных сопротивлениях:

$$P = \frac{1}{2} I_A^2 (r_н + r_{св} + r_{вхА}). \tag{12-6}$$

Полезной следует считать мощность, затрачиваемую в антенне:

$$P_A = \frac{1}{2} I_A^2 r_{вхА}. \tag{12-7}$$

Поэтому вводят понятие о к. п. д. антенного контура:

$$\eta_{кА} = \frac{P_A}{P} = \frac{r_A}{r_н + r_{св} + r_{вхА}} = \frac{1}{1 + \dfrac{r_н + r_{св}}{r_{вхА}}}. \tag{12-8}$$

Из этого выражения следует, что к. п. д. антенного контура тем выше, чем больше сопротивление антенны по сравнению с сопротивлением органов связи и настройки.

Основные потери сосредоточиваются в катушках, и они тем больше, чем больше их индуктивность, а следовательно, чем больше их число витков. Чтобы индуктивность в контуре была минимальной, следует выбирать такую схему, в которой элемент связи выполнял бы в известной мере роль органа настройки, т. е. хотя бы частично компенсировал реактивную составляющую входного сопротивления антенны $x_{вхА}$. Поэтому при индуктивном характере входного сопротивления выгодна схема на рис. 12-14, *а*, а при емкостном — схема на рис. 12-14, *б*.

При большом входном сопротивлении антенны эквивалентное сопротивление антенного контура

$$R_э = \frac{L}{C(r_{св} + r_н + r_{вхА})} \tag{12-9}$$

может оказаться столь малым, что невозможно будет обеспечить достаточную нагрузку для генератора. Кроме того, простая схема выходного каскада часто не позволяет получить необходимую фильтрацию высших гармоник, поскольку анодный ток непосредственно поступает в антенну, которая является хорошим излучателем не только для основной волны, но и для высших гармоник (см. гл. 5). Это заставляет в большинстве случаев пользоваться сложной схемой в выходных каскадах.

В генераторах со сложной схемой высшие гармоники до антенного контура фильтруются в промежуточном контуре, поэтому излучение их оказывается ослабленным по сравнению с простой схемой в значительно большей степени. Сложная схема позволяет гибко регулировать величину нагрузочного сопротивления генератора при больших изменениях входного сопротивления антенны и дает возможность выносить антенну на значительное расстояние от генератора, где имеются выгодные условия для ее работы.

При использовании генераторов со сложной схемой в широком диапазоне частот приходится встречаться с двумя крайними случаями: когда антенно-фидерная система имеет небольшое или, на-

оборот, очень большое входное сопротивление. В первом случае применяют последовательную схему настройки антенны (рис. 12-15), в которой органы настройки включаются последовательно со входным сопротивлением антенны (измеренным на зажимах антенна — земля). Если антенный контур настроен, то выделяемая в нем мощность

$$P_A = \frac{1}{2} \frac{E_A^2}{r_{вх\,A} + r_п},$$

где $r_п$ — сопротивление потерь в органах связи и настройки, а э. д. с., наведенная в цепи антенны,

$$E_A = I_к X_{св}.$$

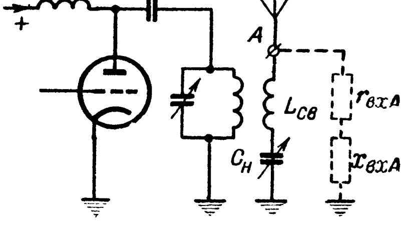
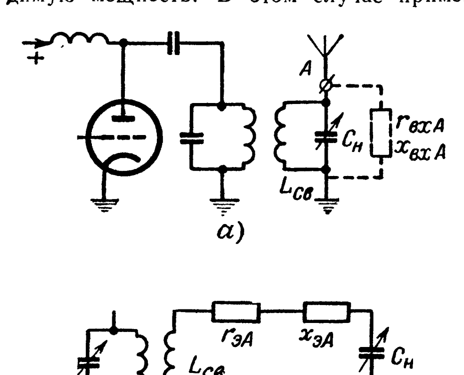


Рис. 12-15. Выходной каскад со сложной схемой с последовательной настройкой антенного контура.

При малом входном сопротивлении антенны мощность в антенном контуре получается достаточно большой даже при сравнительно слабой связи. Если входное сопротивление антенны велико, то и при большой связи не удается передать в антенну необходимую мощность. В этом случае применяют параллельную схему настройки, в которой орган настройки включается параллельно входному сопротивлению антенны (рис. 12-16, *а*).



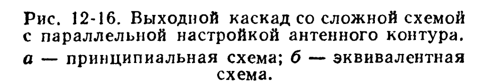


Рис. 12-16. Выходной каскад со сложной схемой с параллельной настройкой антенного контура.
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

Если входное сопротивление антенны ($r_{вхA}$ и $x_{вхA}$ велико, то вносимые ею сопротивления $r_{эA}$ и $x_{эA}$ в контур, составленный из катушки связи $L_{св}$ и конденсатора настройки $C_н$ (рис. 12-16, *б*), небольшие по величине, так как параллельная ветвь с большим сопротивлением мало шунтирует контур. Приведенная на рис. 12-16, *б* эквивалентная схема совпадает с последовательной схемой настройки, в которой для передачи необходимой мощности при малом активном сопротивлении вторичной цепи требуется небольшая связь. Таким образом, параллельная схема позволяет при небольшой связи передавать нужную мощность в контур антенны, имеющей большое входное сопротивление.

При составлении схемы выходного каскада стремятся сделать так, чтобы симметричные антенно-фидерные устройства питались от сим-

метричных (двухтактных), а несимметричные от несимметричных (однотактных) генераторов, так как иначе возможно нарушение нормального режима работы антенно-фидерного тракта или генератора. Действительно, предположим, например, что однотактный генератор связан с симметричным антенно-фидерным устройством, как это показано на рис. 12-17, *а*. Для его нормальной работы необходимо, чтобы оба провода фидера и половины вибратора (антенны) находились под одинаковым по величине и противоположным по знаку напряжением высокой частоты относительно земли. Это не будет выполнено в данной схеме, так как точка *1* контура будет иметь более высокий потенциал относительно земли, чем точка *2*; в результате чего через емкости верхнего провода и вибратора на землю потечет больший ток $i_{ф1}$, чем ток в нижнем проводе $i_{ф2}$, что приведет к появлению потерь на излучение в фидере, уменьшению излучения антенны и нарушению вида ее диаграммы направленности. Если же симметричный двухтактный генератор нагружается на несимметричную антенно-фидерную си-

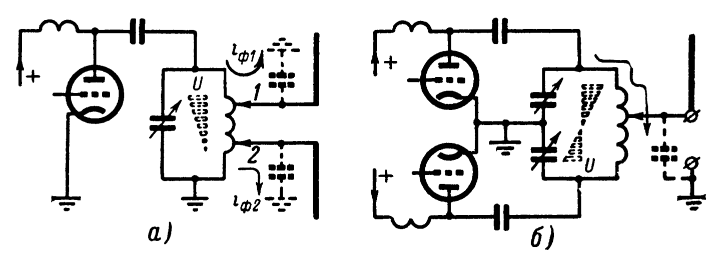


Рис. 12-17. Рассимметрирование при связи однотактного генератора с симметричной антенной (*а*) и двухтактного генератора с несимметричной антенной (*б*).

стему, как это показано на рис. 12-17, *б*, то нарушаются симметрия его плеч относительно земли и равномерность нагрузки ламп, это приводит к перегрузке одной из них, недогрузке другой и появлению токов четных гармоник в контуре. Использование трансформаторной связи в этом случае не может полностью исправить положения из-за наличия некоторой паразитной емкостной связи между катушками.

Наиболее простой вид имеют выходные каскады при работе на согласованную антенно-фидерную систему. В этом случае ее входное сопротивление имеет чисто активный характер, и поэтому нет надобности в органе настройки антенной цепи (нужно только иметь возможность регулировать связь между антенно-фидерной системой и генератором). На рис. 12-18 приведены некоторые типовые симметричные и несимметричные схемы выходных каскадов, работающих на согласованную нагрузку. В этих схемах регулировка связи осуществляется изменением емкости конденсатора C_2, изменением расположения катушки связи или положения точки подключения антенны. Для уменьшения связи через паразитные емкости катушку связи всегда следует располагать вблизи части контурной катушки, находящейся под минимальным потенциалом высокой частоты. Анодный контур настраивается конденсатором C_1. В последней схеме на рис. 12-18 антенна питается через П-образный фильтр, что обеспечивает высокую фильтрацию высших гармоник.

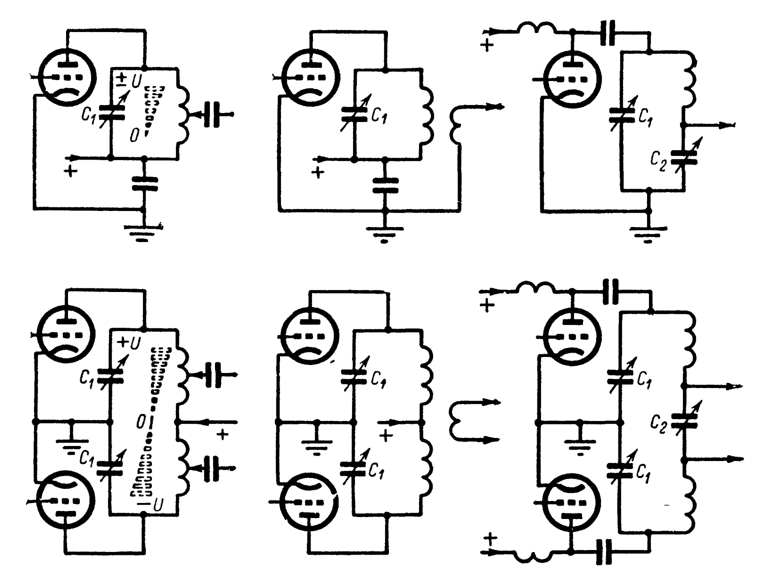


Рис. 12-18. Схемы выходных генераторов, работающих на согласованную антенно-фидерную систему.

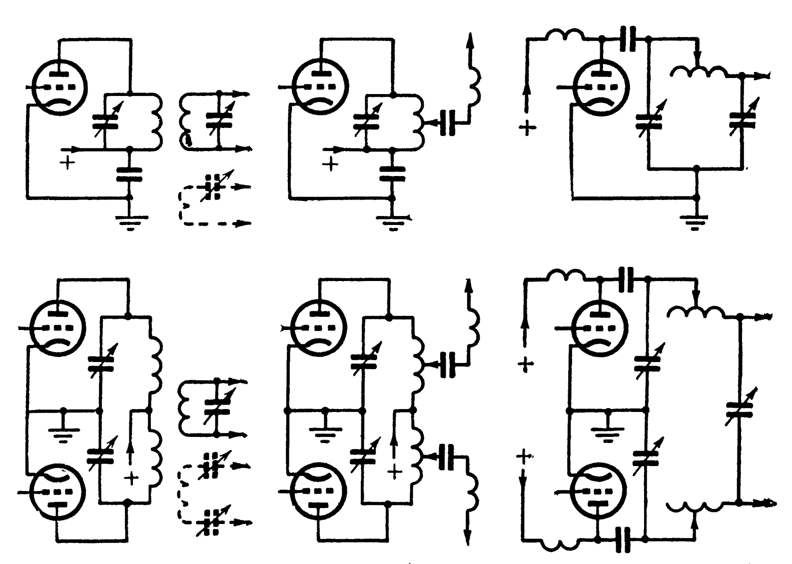


Рис. 12-19. Схемы выходных каскадов, работающих на несогласованную антенно-фидерную систему.

В том случае, когда фидер работает в режиме стоячих волн, его входное сопротивление может иметь реактивную составляющую, для компенсации которой приходится добавлять специальный орган настройки. На рис. 12-19 приведены некоторые типовые схемы выходных каскадов, применяемых в этом случае. Штриховое изображение показывает включение органов настройки по последовательной схеме, используемой при малом входном сопротивлении фидера.

12-6. ИМПУЛЬСНЫЕ ПЕРЕДАТЧИКИ

Импульсные передатчики существенно отличаются по своей структуре от передатчиков, работающих с непрерывным излучением. Широкий спектр частот, занимаемый импульсным сигналом, вынуждает устанавливать в приемных устройствах широкую полосу пропускания, поэтому обычно нет надобности в предъявлении очень жестких требований к стабильности несущей частоты передатчика. Это позволяет в большинстве случаев строить передающее устройство по однокаскадной схеме, в которой передатчик состоит из автогенератора, создающего мощные импульсы высокочастотной энергии, и модулятора — источника импульсов постоянного напряжения, питающего автогенератор. Всю остальную, часто весьма сложную часть передатчика занимают схемы, создающие различные вспомогательные импульсы.

Импульсный режим работы передатчика отличается от обычного телеграфного режима значительно меньшей длительностью рабочего импульса и значительно более длительным интервалом между импульсами. Отношение длительности периода модуляции T к длительности импульсов τ называют *скважностью* сигналов $q = T/\tau$. Очевидно, что средняя генерируемая, подводимая и рассеиваемая на аноде мощности в q раз меньше их значений во время импульса. Это дает возможность в течение кратковременных импульсов, имеющих обычно длительность порядка единиц микросекунд, использовать лампу в форсированном режиме. Обычно на нее подается повышенное анодное напряжение и снимается большой анодный ток, что осуществимо только при использовании ламп с высокоэффективными (преимущественно оксидными) катодами. Такие генераторы требуют модуляторов, способных создавать кратковременные мощные импульсы постоянного тока, а в промежутке между ними накапливать необходимый запас энергии.

На рис. 12-20 изображена одна из типовых схем импульсных модуляторов с конденсатором $C_н$ в качестве накопителя энергии. Коммутатором является электронная лампа с небольшим внутренним сопротивлением. В промежутках между импульсами конденсатор $C_н$ заряжается от источника анодного напряжения через разделительное сопротивление $R_р$ и зарядное сопротивление $R_{зар}$ (путь зарядного тока $i_{зар}$ обозначен штриховой стрелкой). Лампа-коммутатор в это время заперта большим отрицательным смещением от источника $E_с$. Во время сравнительно медленного зарядного процесса на левой (по схеме) обкладке конденсатора $C_н$ накапливается положительный, а на правой отрицательный заряд. Для создания мощного питающего импульса на сетку коммутирующей лампы подают положительный импульс, кратковременно открывающий лампу. Ее внутреннее сопротивление становится небольшим, и конденсатор $C_н$ разряжается через нее и

лампу генератора УКВ (на схеме магнетрон) по пути, указанному сплошными стрелками. Для предохранения источника питания от замыкания через лампу-коммутатор и перегрузки последнего во время кратковременного импульса их разделяют большим сопротивлением $R_р$. Если за время импульса расходуется небольшая доля энергии, накопленной в конденсаторе $C_н$, то напряжение на нем меняется незначительно и форма питающего импульса практически определяется импульсом, открывающим коммутатор. Необходимо обратить внимание на то, что положительно заряженная обкладка конденсатора $C_н$ соединяется через коммутатор с землей, поэтому анод лампы генератора УКВ должен быть заземлен.

Недостаток рассмотренной схемы заключается в том, что в качестве коммутатора в ней используется электронная лампа, сопротивление которой постоянному току все же весьма велико (порядка сотен ом), вследствие чего в ней теряется значительная доля подводимой мощ-

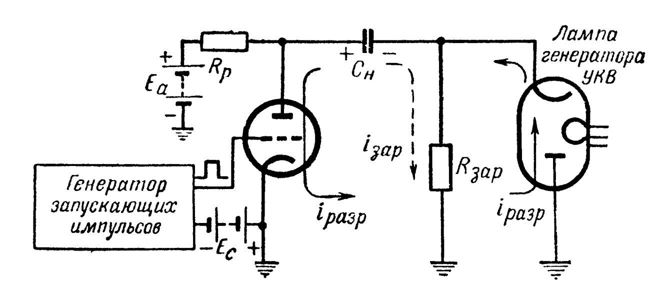


Рис. 12-20. Схема импульсного модулятора с емкостным накопителем.

ности. С этой точки зрения лучшие результаты можно получить, применяя в качестве коммутаторов газоразрядные приборы, например тиратроны, внутреннее сопротивление которых в отпертом состоянии измеряется десятками и даже единицами ом и которые способны в импульсе пропускать токи в сотни ампер. Однако их использование встречает существенное затруднение, заключающееся в том, что газоразрядные приборы работают только на включение, и управлять формой импульса или прерывать его в нужный момент изменением напряжения на поджигающем электроде прибора невозможно. Поэтому необходимо, чтобы сам накопитель формировал импульс нужной формы и длительности.

В качестве устройства, формирующего кратковременные импульсы прямоугольной формы, применяются отрезки длинных линий или чаще искусственные линии. Процесс формирования импульса в линии можно объяснить следующим образом.

Рассмотрим отрезок линии, разомкнутой на одном конце и замкнутой через ключ K на активную нагрузку $R_н$, равную ее волновому сопротивлению Z_0, на другом конце (рис. 12-21). Пусть в начальный момент времени все распределенные емкости линии заряжены до некоторого постоянного напряжения U, а ключ K разомкнут. Состояние, когда линия заряжена до напряжения U и в ней не распространяется волна тока, можно представить как результат одновременного распро-

странения в ней двух одинаковых волн постоянного напряжения $U/2$ в противоположные стороны (рис. 12-21, *а*). В этом случае результирующий ток в линии равен нулю, а напряжение между проводами удваивается и равно U. В момент замыкания ключа K на выход линии подключается активное сопротивление, равное волновому сопротивлению линии. Оно будет поглощать волну постоянного напряжения, движущуюся вправо. Волна, движущаяся влево, полностью отразится от разомкнутого конца линии, пойдет вправо и будет поглощаться в нагрузочном сопротивлении.

Таким образом, начиная с момента замыкания ключа K, на нагрузке будет действовать постоянное напряжение $U/2$. Действие его окончится тогда, когда волна от крайнего правого участка линии пройдет до левого конца, отразится и вернется обратно к правому. Следовательно, на нагрузке будет возникать импульс постоянного напряжения, длительность которого равна удвоенному времени прохождения линии электромагнитной волной.

Длительность разрядного импульса

$$\tau = \frac{2l}{v},$$

где l — длина линии;

v — скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии.

Рис. 12-21. Разряд линии на согласованную нагрузку.

На рис. 12-21, *б* и *в* показано распределение напряжения вдоль линии на различных стадиях разряда. В обычной линии скорость распространения v близка к скорости света $v = c = 3 \cdot 10^8$ *м/сек*, поэтому для получения импульса длительностью $\tau = 1$ *мксек* необходимо иметь линию длиной

$$l = \frac{\tau v}{2} = \frac{10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8}{2} = 150 \text{ м},$$

что конструктивно крайне неудобно; поэтому практически чаще используются искусственные линии, в которых скорость распространения может быть значительно снижена.

Схема импульсного модулятора с искусственной линией приведена на рис. 12-22. В промежутке между импульсами тиратрон заперт, и конденсаторы линии заряжаются через дроссель L_1, имеющий то же

назначение, что и сопротивление R_p в схеме с емкостным накопителем. В некоторый момент времени тиратрон зажигается положительным импульсом, подаваемым на его сетку, и линия разряжается через первичную обмотку импульсного трансформатора *ИТ*, с вторичной обмотки которого импульс подается на лампу генератора УКВ. Напряжение на накопительной линии падает до нуля, и тиратрон гаснет, после чего начинается заряд линии от источника постоянного напряжения.

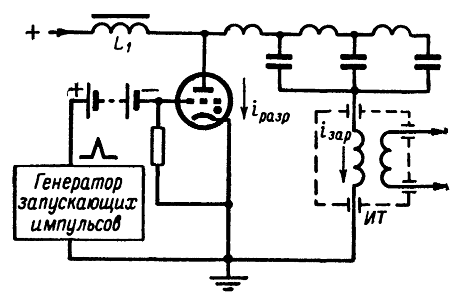


Рис. 12-22. Схема импульсного модулятора с формирующей искусственной линией.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

13-1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМНИКА

Радиоприемное устройство извлекает энергию радиосигнала из электромагнитного поля приходящих волн, преобразует колебания радиосигнала в первичные электрические сигналы и воспроизводит сообщение в виде звука, изображения, записи и др. Это обязательные функции любого приемного устройства, от самого простого до сложнейшего. По мере усложнения радиоприемной аппаратуры на нее возлагаются и другие функции, как, например, усиление радиосигналов (высокой частоты), усиление сигналов первичной формы (звуковой частоты или видеоимпульсов), автоматическая регулировка усиления и др.

Ознакомить читателя с обязательными функциями приемника удобно на примере простейшей схемы, которая сейчас почти не применяется практически, но на заре радиолюбительства пользовалась большим успехом. Это так называемый детекторный приемник, предназначенный для приема амплитудно-модулированных радиотелефонных сигналов (рис. 13-1).

Приемная установка состоит из приемной антенны *А* с заземлением *З* и собственно приемника. Между зажимами *А* и *З* внутри приемника находится так называемое в х о д н о е у с т р о й с т в о,

содержащее конденсатор переменной емкости C и катушку L. Эти элементы входят в цепь антенны и позволяют настроить эту цепь на частоту желательного радиосигнала, т. е., как говорят, на принимаемую станцию. Условием настройки является компенсация реактивного сопротивления антенны

$$X_A + \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0.$$

Именно этот резонанс обеспечивает простейшему приемнику избирательность, т. е. возможность приема радиосигналов какой-либо одной радиостанции при подавлении сигналов от радиостанций, излучающих волны других частот.

Процесс извлечения энергии из электромагнитного поля осуществляется в антенной цепи. Приходящие радиоволны силовыми линиями своего магнитного поля пересекают провод приемной антенны, наводя в его элементах э. д. с., частота которых равна частоте радиосигнала. Совместное действие элементарных э. д. с. равноценно включению в цепь антенны генератора э. д. с. с некоторой результирующей амплитудой. Наибольшую мощность развивает этот генератор при резонансе в цепи антенны, т. е. при отсутствии реактивного сопротивления. Так происходит преобразование энергии поля в энергию переменного тока высокой частоты. Сигналы на волнах другой длины наводят э. д. с. с другими частотами, а потому для них в цепи антенны имеется не только активное, но и реактивное сопротивление, не позволяющее им развить полную мощность тока высокой частоты. В этом — смысл избирательности приемника.

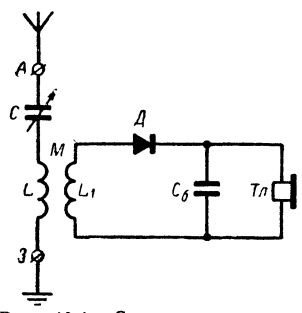


Рис. 13-1. Схема детекторного приемника.

Часть энергии полезного радиосигнала должна быть преобразована в энергию сигнала первичной формы. Так, для радиосигнала с амплитудной модуляцией первичным сигналом является ток звуковой (модулирующей) частоты. Этот этап преобразования осуществляется в детекторной цепи. Детекторная цепь состоит из катушки L_1, имеющей индуктивную связь M с катушкой цепи антенны, собственно детектора $Д$ и потребителя первичного сигнала — телефона T, блокируемого параллельным конденсатором $C_б$. Связь детекторной цепи с цепью антенны должна обеспечить передачу наибольшей возможной мощности радиосигнала детектору.

Детекторная цепь, связанная с антенной, является цепью апериодической. Ток антенной цепи наводит в катушке L_1 э. д. с. высокой частоты, для которой конденсатор $C_б$ практически служит почти коротким замыканием. Поэтому напряжение с зажимов катушки L_1 оказывается приложенным полностью к детектору. Детектор представляет собой нелинейный прибор, например полупроводниковый (или ламповый) диод. Под действием переменного напряжения $u_д$ он пропускает ток $i_д$ лишь в одном направлении (рис. 13-2), т. е. в составе этого выпрямленного тока появляется постоянная составляющая. Но если радиосигнал имеет амплитудную модуляцию, то постоянная состав-

ляющая сама изменяется, воспроизводя огибающую кривую радиосигнала, т. е. имеет в своем составе ток звуковой частоты $i_з$. Потребителем энергии тока звуковой частоты служит телефон, преобразующий электрический сигнал в акустический.

Простейший приемник использует лишь принятую энергию, а собственных источников питания не имеет. Естественно, что при малой э. д. с., наводимой в антенне, нельзя извлечь мощность, достаточную для нормального звучания громкоговорителя. Нельзя ожидать от такого приемника и удовлетворительного подавления помех при наличии только одной резонансной цепи. Но даже на простейшем примере мы уже устанавливаем показатели, характеризующие качество приемника, и можем наметить пути совершенствования этих показателей.

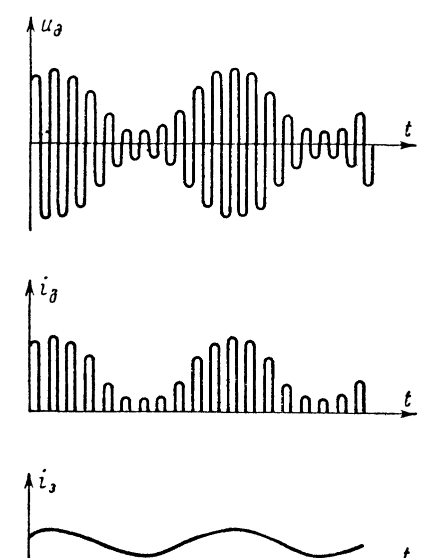


Рис. 13-2. Физические процессы в детекторной цепи.

Одним из основных показателей приемника является его **ч у в с т в и т е л ь н о с т ь**, т. е. способность к приему слабых сигналов. Количественно чувствительность характеризуется той минимальной мощностью или минимальной величиной э. д. с. в антенне, которая еще обеспечивает возможность нормального воспроизведения сигнала. Чем меньше число, оценивающее чувствительность, тем выше сама чувствительность. Если простейший (детекторный) приемник (рис. 13-1) имеет чувствительность, характеризующуюся мощностью примерно в 10 *мвт* и амплитудой э. д. с. порядка десятых долей вольта, то массовый радиовещательный приемник обладает чувствительностью примерно 50 *мкв*; наиболее современные профессиональные приемники специальных назначений достигают чувствительности, исчисляемой сотыми долями микровольта и миллиардными долями микроватта.

Путь повышения чувствительности — включение в состав приемника усилительных каскадов как по высокой частоте, т. е. до детектора, так и по низкой частоте, т. е. после детектора. Разумеется, следует стремиться к значению чувствительности, действительно необходимому для данного приемника, так как с увеличением числа усилительных каскадов возрастает угроза искажений сигнала и неустойчивости работы приемника. Вероятность подавления сигнала помехами внешнего и внутреннего происхождения тоже увеличивается по мере роста общего усиления приемника. Обычно в ламповых радиовещательных приемниках среднего класса применяют 5—6 каскадов

усиления по высокой, промежуточной и низкой частоте. В транзисторных приемниках, более экономичных по питанию, число усилительных каскадов может быть таким же или несколько больше.

Вторым показателем качества приемника служит его частотная избирательность, т. е. способность обеспечить нормальный прием на частоте полезного сигнала при подавлении сигналов радиостанций, работающих на других, хотя бы и близких частотах. Иначе говоря, избирательностью может характеризоваться защищенность приема от воздействия посторонних передатчиков, которые оказываются наиболее вероятными источниками помех для радиовещательного приема на средних и коротких волнах.

Частотная избирательность достигается наличием резонансных контуров в каскадах приемника. Об избирательности приемника в целом можно приближенно судить по форме его резонансной характеристики, т. е. зависимости чувствительности от расстройки частоты воздействующего передатчика по отношению к частоте, на которую резонирует приемник. На рис. 13-3 представлены идеальная и примерная реальная резонансные характеристики; здесь по оси абсцисс отложены абсолютные величины расстройки (в килогерцах), а по оси ординат — отношения э. д. с. в антенне при расстройке к э. д. с. при резонансе с сохранением одинаковой нормальной выходной мощности (отношения э. д. с. отложены в логарифмическом масштабе). Избирательность приемника тем выше, чем ближе форма реальной характеристики к идеальной. В свою очередь форма реальной характеристики определяется числом и резонансными свойствами каскадов усиления высокой и промежуточной частоты (усилители низкой частоты на частотную избирательность не влияют).

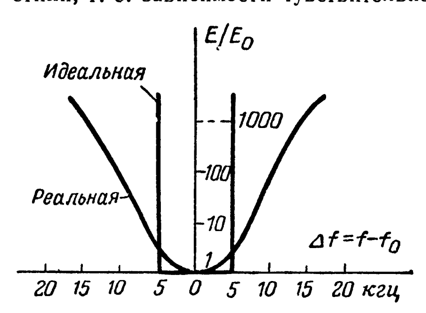


Рис. 13-3. Резонансные характеристики приемника.

Для простейшего приемника (рис. 13-1), в котором отсутствуют усилительные каскады, избирательность определяется только одной цепью антенны, а потому оказывается весьма плохой. В современном приемнике высокая избирательность достигается главным образом из-за выгодных резонансных свойств полосового усилителя промежуточной частоты.

Когда при определении понятий «чувствительность» и «избирательность» мы говорили о «нормальном» эффекте на выходе приемника, мы подразумевали нормальную для данного приемника выходную мощность. Если тип громкоговорителя задан, то можно говорить о нормальной величине напряжения на его зажимах. Допустимое значение выходной мощности радиовещательного приемника ограничено нелинейными искажениями, которые возникают при перегрузке выходного каскада (см. гл. 9).

Нормальное значение выходной мощности должно соответствовать размерам помещения и уровню внешних шумов, при которых должен работать приемник. При приеме на головной телефон необходима мощ-

ность, исчисляемая только милливаттами. Комнатные радиовещательные приемники имеют нормальную мощность на выходе от десятых долей ватта до нескольких ватт.

Очень важным показателем свойств и возможностей приемника является диапазон частот (волн), на которые он может быть настроен. Для радиовещательных приемников характерна разбивка общего диапазона на поддиапазоны. Переключение поддиапазонов осуществляется путем смены катушек в контурах высокой частоты, а плавная настройка внутри поддиапазона выполняется блоком конденсаторов переменной емкости. Например, в простейшем приемнике (рис. 13-1) поддиапазон можно переключить сменой катушки L, вместе с которой сменяется и катушка связи L_1. Нумерация поддиапазонов производится с возрастанием номера по мере увеличения частоты (укорочения волны).

Современные радиовещательные приемники имеют диапазоны длинных волн (от 150 до 410 *кгц*), средних волн (от 520 до 1 600 *кгц*), коротких волн (примерно от 4 до 12 *Мгц*) и ультракоротких волн (примерно от 63 до 73 *Мгц*), причем вместо непрерывного коротковолнового диапазона они имеют обычно несколько узких коротковолновых поддиапазонов с «растянутыми» шкалами для участков, наиболее насыщенных радиовещательными станциями.

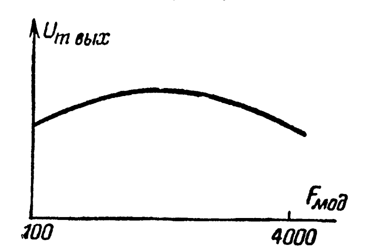


Рис. 13-4. Общая амплитудно-частотная характеристика приемника.

Радиовещательный приемник оценивается также с точки зрения верности воспроизведения первичного сигнала (речи или музыки). Качество воспроизведения зависит в первую очередь от того, насколько равномерно усиливаются в приемнике колебания, которыми модулируется радиосигнал принимаемого передатчика. Причинами неравномерности прохождения спектра первичного сигнала в приемном тракте могут быть каскады усиления высокой (промежуточной) частоты и каскады усиления низкой частоты. Если полоса пропускания каскадов резонансного (полосового) усиления выбрана слишком узкой, то недостаточно усиливаются в этих каскадах колебания боковых частот, созданные высокими модулирующими звуковыми колебаниями и восстанавливающие звуковую частоту в процессе детектирования. Если амплитудно-частотная характеристика каскадов низкой частоты будет слишком неравномерной, то могут недостаточно усиливаться как высшие, так и низшие звуковые частоты.

Для оценки верности воспроизведения первичного сигнала служит общая амплитудно-частотная характеристика приемника, которая представляет собой зависимость амплитуды напряжения на выходе (на громкоговорителе) от частоты модуляции (при неизменной амплитуде э. д. с. высокой частоты в антенне и постоянной глубине модуляции). Пример общей амплитудно-частотной характеристики приводится на рис. 13-4. При разработке приемника допустимая неравномерность этой характеристики задается так же, как для характеристики усилителей низкой частоты (см. гл. 9).

Приемники могут классифицироваться по нескольким признакам. По принципу построения схемы их можно разделить на приемники

прямого усиления и приемники супергетеродинные (супергетеродины).

В приемнике прямого усиления частота принимаемого радиосигнала преобразуется в частоту первичного сигнала путем детектирования. Следовательно, структурная схема такого приемника (рис. 13-5) содержит присоединяемые к антенне входные цепи *ВЦ*, усилительные каскады высокой частоты *УВЧ*, детекторный каскад *Д* и каскады усиления низкой частоты *УНЧ*, заканчивающиеся выходным каскадом *ВК*. Перестройке подвергаются входные цепи и усилительные каскады высокой частоты (точнее, колебательные контуры, входящие в эти

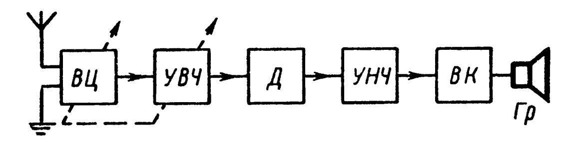


Рис. 13-5. Структурная схема приемника прямого усиления.

блоки), причем настройка является сопряженной — с помощью единого блока конденсаторов переменной емкости.

Приемник прямого усиления сходен по физическим процессам с простейшим приемником, отличаясь лишь добавленными к последнему каскадами усиления в двух частотных областях. Недостатки, свойственные простейшему приемнику, не устраняются в полной мере и в приемнике прямого усиления. Так, например, ширина полосы пропускания его в диапазоне коротких волн всегда будет шире требуемой для радиотелефонии; в диапазоне частот резко изменяется чувствительность вследствие изменения параметров контуров. В настоящее время приемники прямого усиления промышленностью не вы-

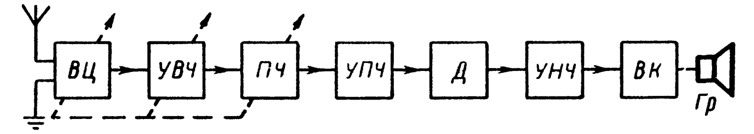


Рис. 13-6. Структурная схема супергетеродинного приемника.

пускаются; радиолюбители иногда начинают свою деятельность со сборки приемников прямого усиления на транзисторах.

В супергетеродине имеет место по меньшей мере двукратное преобразование частоты. Частота принимаемого радиосигнала преобразуется в постоянную для данного приемника промежуточную частоту, а эта последняя в процессе детектирования преобразуется в звуковую частоту первичного сигнала. В соответствии с этим структурная схема супергетеродина (рис. 13-6) содержит входные цепи *ВЦ*, усилительные каскады высокой частоты *УВЧ*, преобразователь частоты *ПЧ*, усилительные каскады промежуточной частоты *УПЧ*, детектор *Д* и усилитель низкой частоты *УНЧ* с выходным каскадом *ВК*. Перестройке подвергаются входные цепи, усилитель высокой частоты и гетеродин преобразователя частоты, причем настройка также должна быть сопряженной. Появившееся на заре ламповой радиотехники

название «супергетеродин» должно было отразить тот факт, что в результате первого преобразователя частота получалась не звуковой, а сверхзвуковой (суперзвуковой, т. е. радиочастотой).

Мы уже знаем, что постоянство настройки каскадов усиления промежуточной частоты дает возможность применять в них совершенные фильтры, обеспечивающие высокую избирательность. Кроме того, усиление в трех различных областях частот позволяет достигнуть высокой чувствительности без угрозы самовозбуждения приемника. Эти свойства сделали супергетеродин, в сущности, основным типом схемы, находящим реализацию в промышленности. В супергетеродинах профессионального типа могут применяться два и даже три преобразования частоты, но в радиовещательных приемниках структурная схема обычно соответствует схеме на рис. 13-6.

По типу активных приборов приемники могут быть л а м п о в ы е и т р а н з и с т о р н ы е. До последнего времени считалось, что ламповый приемник может достигнуть более высоких показателей, нежели транзисторный. Однако развитие техники полупроводниковых приборов опровергает такое представление.

По качественным показателям приемники промышленного изготовления (до последнего времени только ламповые) разделяют на три класса. Приемник первого (высшего) класса имеет наилучшие показатели и вместе с тем наиболее сложен по схеме и конструкции. Ко второму, а тем более к третьему классам относятся более простые и дешевые приемники.

13-2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИЕМНИКОВ

В составе приемника (см. рис. 13-5 и 13-6) имеются структурные блоки, уже изученные нами в гл. 9; это усилительные каскады высокой, промежуточной и низкой частоты. Однако остальные блоки (входные цепи, преобразователь частоты, детекторный каскад) требуют специального изложения, которым мы и займемся. Кроме того, в составе приемника могут быть дополнительные устройства, улучшающие те или иные качества приемника (например, автоматические или ручные регуляторы, визуальные указатели настройки и др.), тоже требующие описания, так как только после этого мы сможем рассматривать схемы приемников в целом. Начнем изучение структурных блоков с входных цепей приемника.

Входное устройство приемника служит переходным звеном от приемной антенны к первому каскаду. Мы видели пример входного устройства на простейшей схеме (см. рис. 13-1), где в антенну включались элементы настройки на частоту сигнала. Однако приемник должен работать от антенн с различными размерами и параметрами (наружные, комнатные, автомобильные и др.). Естественно, что настройка антенны, сопряженная с настройками каскадов резонансного усиления, неосуществима. Поэтому антенная цепь не перестраивается; в нее включается катушка (иногда катушка и конденсатор), устанавливающая в цепи антенны частоту, которая лежит вне принимаемого поддиапазона. Ненастроенная антенна связывается с замкнутым колебательным контуром, который составляет основу входного устройства приемника, и настраивается сопряженно с каскадами резонансного усиления. С зажимов этого контура колебания радиосигнала воздействуют на вход первого усилительного каскада. При смене

поддиапазона катушка резонансного контура сменяется одновременно с катушкой цепи антенны; сменяются также подстроечные конденсаторы контура, если они включены в схему.

Связь антенной цепи с замкнутым контуром может быть индуктивной или непосредственной. Принципиальная схема входного устройства с индуктивной связью дана на рис. 13-7. Здесь в случае лампового приемника, входной каскад которого работает практически без потерь энергии в цепи управляющей сетки, напряжение сигнала U_m снимается полностью с зажимов конденсатора контура C. Для оценки эффективности работы входного устройства вводится показатель, называемый коэффициентом передачи K входного устройства. Он представляет собой отношение напряжения U_m, снимаемого с контура, к э. д. с. E_m, наводимой сигналом в антенне:

$$K = \frac{U_m}{E_m}. \quad (13\text{-}1)$$

Рис. 13-7. Индуктивная связь контура с антенной.

Электродвижущая сила, наводимая сигналом в простейшей приемной антенне, равна произведению напряженности электрического поля Е приходящих волн на действующую высоту антенны $h_д$:

$$E = \mathrm{E} h_д. \quad (13\text{-}2)$$

Так, например, если напряженность поля волны $\mathrm{E} = 10$ *мкв/м*, а действующая высота комнатной антенны $h_д = 2$ *м*, то э. д. с. $E = 100 \cdot 2 = 200$ *мкв*. Если при этом с зажимов резонансного контура снимается напряжение $U_m = 1$ *мв* $= 1\,000$ *мкв*, то коэффициент передачи напряжения входной цепью $\frac{U_m}{E_m} = \frac{1\,000}{200} = 5$.

Коэффициент передачи напряжения определяется параметрами схемы. Для случая ненастроенной антенны с индуктивной связью приближенно справедливо соотношение, легко находимое из теории связанных цепей:

$$K \approx \frac{\omega M}{X_{а.ц}} Q_э, \quad (13\text{-}3)$$

где ω — частота сигнала;

M — коэффициент взаимоиндукции между катушками $L_А$ и L;

$X_{а.ц}$ — реактивное сопротивление цепи антенны (равное сумме входного реактивного сопротивления антенны и индуктивного сопротивления катушки $L_А$ на частоте сигнала);

$Q_э$ — эквивалентная добротность замкнутого контура с учетом дополнительных сопротивлений, вносимых связью с антенной и подключением лампы.

Для того чтобы смена антенны не отражалась существенно на параметрах контура, берут слабую связь антенны с контуром, а потому коэффициент передачи напряжения обычно не превышает нескольких единиц, как и было в предыдущем примере.

На рис. 13-8 изображается та же схема, но на два поддиапазона — длинных волн (ДВ) и средних волн (СВ) с соответствующим «спаренным» переключателем и подстроечными конденсаторами. Смещаю-

щее напряжение с нижнего конца сопротивления $R_к$ подается на сетку лампы через катушку L.

Более простой разновидностью входного устройства в ламповых приемниках является схема подключения антенны к контуру через малую «развязывающую» емкость $C_А$ (рис. 13-9). Включение малой емкости связи $C_А$ резко ослабляет влияние антенны на настройку контура LC и не нарушает сопряжения его настройки с настройкой других каскадов при помощи общего блока конденсаторов переменной емкости. Коэффициент передачи напряжения уменьшается с уменьшением $C_А$ и практически обычно тоже не превосходит нескольких единиц.

Рис. 13-8. Вход лампового приемника с индуктивной связью на два поддиапазона.

Иначе приходится выполнять входное устройство в транзисторном приемнике, где входное сопротивление первого каскада мало в сравнении с сопротивлением входа лампы. Для того чтобы шунтирующее действие входной цепи транзистора не снизило слишком резко эквивалентной добротности $Q_э$ контура LC, связь с цепью базы осуществляется с понижающей автотрансформацией (рис. 13-10) или трансформацией.

На рис. 13-10 показана емкостная связь наружной антенны A

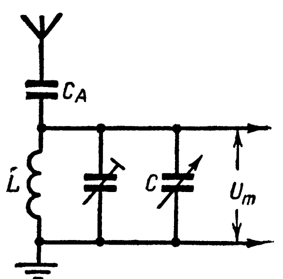


Рис. 13-9. Включение антенны через емкость.

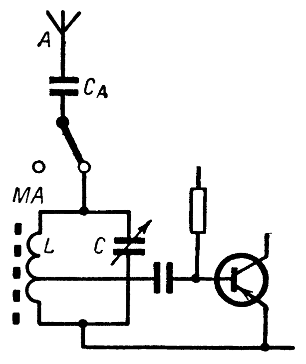


Рис. 13-10. Внешняя и магнитная антенны транзисторного приемника.

с контуром LC. Однако здесь же видна возможность отключить внешнюю антенну и применить катушку L в качестве **магнитной антенны** MA.

Магнитная антенна, удобная своим расположением внутри приемника, является разновидностью рамочной антенны (см. гл. 6). Она представляет собой катушку, намотанную на ферритовый сер-

дечник. Благодаря высокой магнитной проницаемости последнего магнитное поле приходящих волн создает концентрированный поток в катушке и наводит в ней заметную э. д. с. даже при малых ее размерах. Такая антенна обладает направленностью приема, подобно рамочной: максимум получается при расположении сердечника вдоль магнитных линий (перпендикулярно лучу) приходящих волн. Естественно, что магнитная антенна должна размещаться вне экрана, который может охватывать высокочастотные блоки приемника. Направленные свойства магнитной антенны реализуются либо вращением антенны внутри приемника, либо поворотом самого приемника.

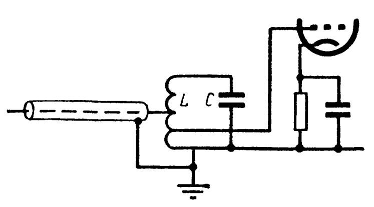


Рис. 13-11. Пример входного устройства приемника ультракоротких волн.

В приемниках ультракоротких волн даже ламповый первый каскад обладает сравнительно низким входным сопротивлением вследствие потерь в стекле, электродах и вводных соединениях лампы. Поэтому подключение лампы к контуру выполняется автотрансформаторное; коаксиальный фидер антенны тоже присоединяется к контуру автотрансформаторно (рис. 13-11). Колебательный контур выступает здесь не только в роли избирательной настраиваемой системы, но и в роли трансформатора, согласующего волновое сопротивление фидера с входным сопротивлением лампы. Здесь, как и во входном устройстве транзисторного приемника, уместно говорить о коэффициенте передачи мощности от антенны к входу первого каскада; этот коэффициент всегда меньше единицы, так как входное устройство не содержит активных элементов.

13-3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ СУПЕРГЕТЕРОДИНОВ

Принципы и некоторые схемы преобразования частоты были изложены в гл. 11. Из этой главы известно, что преобразователь частоты имеет в своем составе два блока — нелинейный прибор и гетеродин. На нелинейный прибор (в качестве которого может применяться диод, усилительная лампа или транзистор) воздействуют одновременно напряжения двух разных частот — напряжение частоты сигнала f_1 и напряжение частоты гетеродина f_2. Нелинейный прибор назвали вследствие этого с м е с и т е л е м колебаний сигнала и гетеродина, хотя название «смеситель» нельзя считать в данном смысле удачным, так как на его выходе имеется не только результат сложения колебаний с частотами f_1 и f_2, но и колебаний с разностной частотой $f_2 - f_1$ и с суммарной частотой $f_2 + f_1$, созданных в результате непостоянства параметров нелинейного прибора.

В супергетеродинах обычно используется для дальнейшего усиления колебание разностной частоты, которая и называется п р о м е ж у т о ч н о й   ч а с т о т о й. Выделяют колебание этой частоты с помощью колебательного контура или полосового фильтра. Итак, структурную схему преобразователя частоты мы представляем в соответствии с рис. 13-12, где $f_{пр} = f_2 - f_1$ есть промежуточная частота.

Значение промежуточной частоты, о выборе которой было сказано в гл. 9, фиксируется для данного приемника постоянной настройкой фильтра в преобразователе (и в последующих усилительных каскадах). Частота f_1 определяется принимаемым сигналом. Частота же

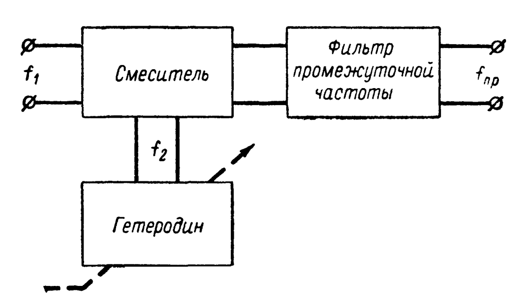


Рис. 13-12. Структура преобразователя частоты.

гетеродина f_2 должна удовлетворять соотношению $f_2 = f_1 + f_{пр}$. Следовательно, при перестройках приемника должен каждый раз перестраиваться и гетеродин, причем его частота всегда берется больше частоты сигнала на величину $f_{пр}$.

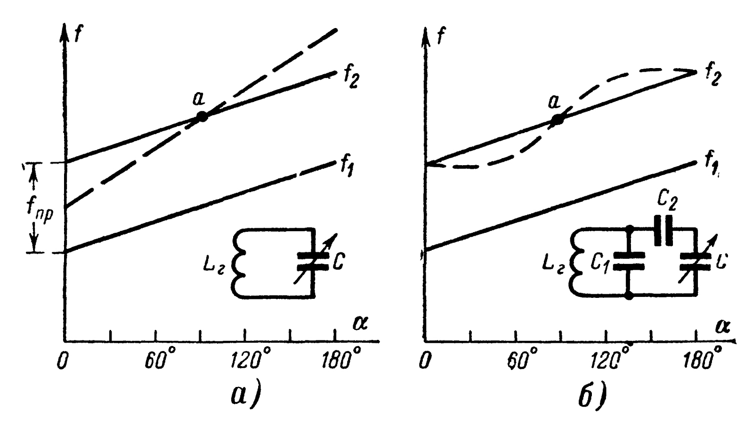


Рис. 13-13. Принцип сопряженной настройки гетеродина.
а — расхождение настроек при простом контуре; *б* — расхождение настроек при усложненном контуре.

Эту желательную зависимость настроек контуров частоты сигнала (f_1) и контура гетеродина (f_2) от угла поворота блока одинаковых конденсаторов переменной емкости можно представить графиком (рис. 13-13, *а*). Обе настройки должны идти между собой параллельно с расстоянием по вертикали, равным $f_{пр}$. Но, для того чтобы при одинаковых конденсаторах C частота гетеродина была выше частоты сиг-

нала, придется взять в контуре гетеродина уменьшенную индуктивность ($L_г < L$):

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_г C}} > \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

И при этом мы не получим желаемого результата: частота гетеродина будет при перестройке следовать штриховой (более крутой) линии. Истинное сопряжение окажется достигнутым лишь в одной точке (на нашем рисунке — для примера в средней точке *а*).

Чтобы уменьшить погрешность сопряжения, т. е. расхождение между сплошной и штриховой линиями f_2, в контур гетеродина вклю-

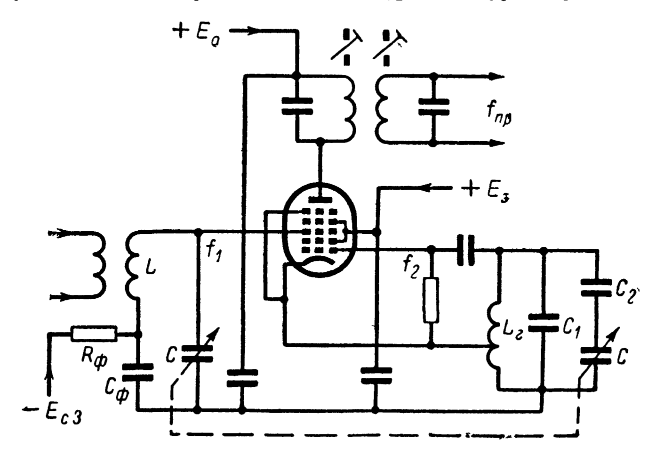


Рис. 13-14. Схема «двухсеточного» преобразователя частоты на гептоде.

чают дополнительно последовательный конденсатор C_2 и параллельный C_1 (рис. 13-13, *б*). В начале шкалы (на низших частотах) заметно влияние конденсатора C_2, который уменьшает большую емкость C и тем самым повышает частоту до совпадения штриховой линии f_2 со сплошной. В конце шкалы (на высших частотах) заметно влияние конденсатора C_1, который увеличивает емкость контура и тем самым понижает частоту до совпадения штриховой линии f_2 со сплошной. Так достигается точное сопряжение в трех точках поддиапазона и уменьшение погрешности сопряжения в других точках. Усложненный контур в схеме гетеродина мы будем встречать во многих преобразователях частоты. Впрочем, в узких коротковолновых диапазонах с растянутыми шкалами достаточным оказывается сопряжение лишь в одной точке.

Преобразователи частоты в ламповых приемниках длинных, средних и коротких волн выполняются преимущественно на специальных частотопреобразовательных лампах (см. гл. 8). Достоинства таких ламп заключаются не только в экономии числа ламп в приемнике, но и в обеспечении выгодных условий взаимодействия гетеродина и смесителя внутри лампы. В качестве примера на рис. 13-14 дана схема

преобразователя частоты на гептоде. В этой схеме гетеродинный контур включен в цепь первой (от катода) сетки лампы и имеет катодную обратную связь трехточечного типа. В гетеродинный контур входят индуктивность $L_г$ и емкости C, C_2 и C_1. Можно сказать, что анодом гетеродина служат все электроды, несущие положительный потенциал (вторая сетка, четвертая сетка и собственно анод). Автоколебание гетеродина участвует в управлении общим электронным потоком лампы, поддерживая между первой сеткой и катодом напряжение частоты f_2.

Напряжение сигнала, подаваемое с контура LC резонансного усилителя (или же входного устройства) на третью сетку гептода, также участвует в управлении электронным потоком. Четвертая же сетка является экранирующей, а пятая — защитной. В анодной цепи благодаря изменениям крутизны лампы создаются не только токи с частотами f_1 и f_2, но и ток разностной частоты $f_{пр} = f_2 - f_1$. Этот ток питает двухконтурный полосовой фильтр, настроенный на требуемую частоту $f_{пр}$. Напряжение промежуточной частоты снимается с выхода фильтра на вход последующего усилительного каскада. Для того чтобы подчеркнуть воздействие напряжений сигнала и гетеродина на разные сетки лампы-смесителя, такой вид преобразования называют иногда «двухсеточным». Смещение на сигнальную (третью) сетку подается от источника $-E_{с3}$ через фильтрующее звено («развязку») $C_ф R_ф$.

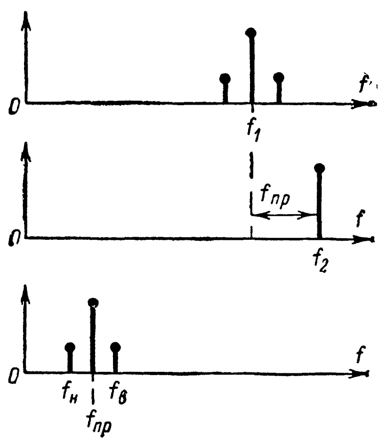


Рис. 13-15. Перенос спектра сигнала на промежуточную частоту.

Обратим внимание на следующее свойство преобразования частоты: если сигнал на несущей частоте f_1 является модулированным, то в результате преобразования его спектр будет перенесен на новую несущую частоту $f_{пр}$. Это легко доказывается путем построения, выполненного на рис. 13-15. Здесь на верхней оси частот изображен спектр модулированного сигнала в составе несущего и двух боковых колебаний. На средней оси представлена спектральная линия колебания гетеродина; ее частота на $f_{пр}$ выше частоты сигнала. На нижней оси изображен спектр разностных частот: центральное место здесь занимает частота $f_{пр}$; верхняя боковая частота $f_в$ получается в результате вычитания нижней боковой частоты сигнала из частоты гетеродина, а нижняя боковая $f_н$ — в результате вычитания верхней боковой сигнала. Иначе говоря, при преобразовании частоты закон модуляции сигнала сохраняется.

В тех возможных преобразователях, где частота гетеродина f_2 ниже частоты сигнала f_1, верхние боковые колебания на промежуточной частоте создаются верхними же боковыми колебаниями сигнала, а нижние — нижними. Эти варианты преобразования спектра не имеют принципиальной разницы между собой. В случае частотно-мо-

дулированного сигнала абсолютное значение девиации частоты сохраняется при преобразовании; значит, сохраняется и спектр сигнала

В широкополосных приемниках ультракоротких волн, где многосеточные лампы создают большой уровень собственных шумов и где приносят вред емкостные связи между электродами, чаще применяются «односеточные» преобразователи частоты на триодах; встречается также применение диода в качестве нелинейного смесителя. Схема односеточного преобразователя с отдельным гетеродином на триодах

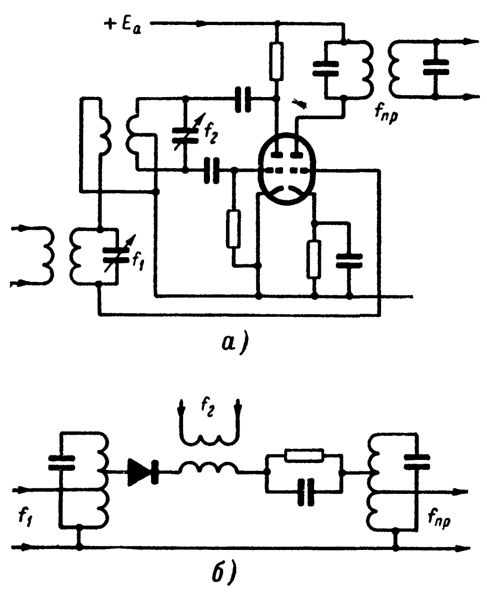


Рис. 13-16. Принципиальные схемы преобразователей частоты для УКВ приемников.

а — на триодах; *б* — на диоде.

изображена (в принципиальных чертах) на рис. 13-16, *а*, схема же преобразователя на диоде показана на рис. 13-16, *б*.

Для наглядной иллюстрации на рис. 13-17 развернуты во времени процессы преобразований амплитудно-модулированного сигнала в супергетеродинном приемнике. В качестве нелинейного элемента здесь мыслится диод или триод, работающий с отсечками анодного тока. Рекомендуется обратить внимание на физическую сущность сохранения модуляции сигнала при его преобразовании в промежуточную частоту: чем больше амплитуды сигнала, тем глубже биения его колебаний с колебаниями гетеродина на входе смесителя и тем соответственно больше амплитуды напряжения промежуточной частоты. При двухсеточном преобразовании частоты аналогичное взаимодействие колебаний происходит в электронном потоке смесителя.

Транзистор, обладающий нелинейной входной характеристикой, также успешно работает в качестве преобразователя частоты. Основной

схемой транзисторного преобразователя является схема с отдельным гетеродином. Пример такой схемы дан на рис. 13-18. Самовозбуждение гетеродина осуществляется индуктивной обратной связью цепи коллектора с контуром, включенным в цепь эмиттер—база. Смеситель

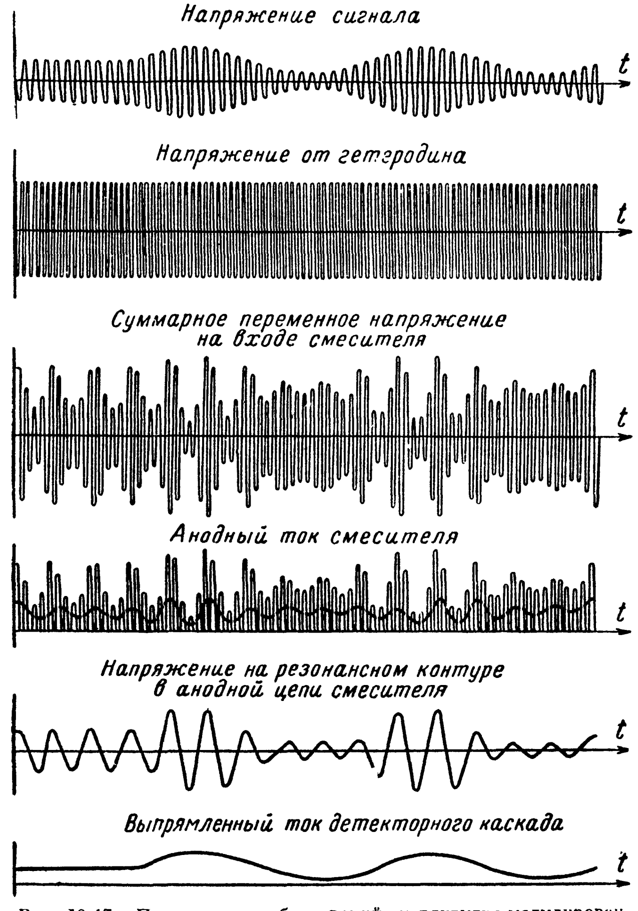


Рис. 13-17. Процессы преобразований амплитудно-модулированного сигнала в супергетеродине.

работает по схеме с общим эмиттером, в цепь коллектора включен контур промежуточной частоты. Питание и стабилизация по температуре осуществляются в транзисторах обычным способом.

Иногда для экономии числа транзисторов в приемнике выполняют совмещенную схему смесителя и гетеродина. Пример такой схемы приведен на рис. 13-19. Разумеется, в смысле выбора выгодного ре-

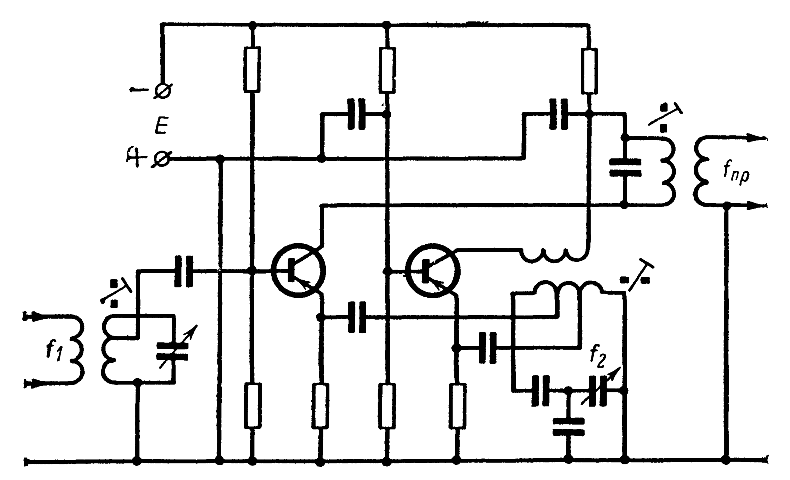


Рис. 13-18. Схема транзисторного преобразователя частоты с отдельным гетеродином.

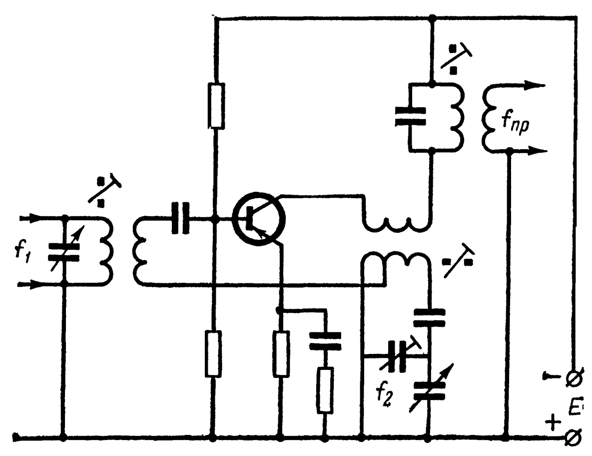


Рис. 13-19. Схема транзисторного преобразователя частоты с совмещением смесителя и гетеродина.

жима и выполнения его регулировок совмещенная схема менее удобна, нежели раздельная.

При рассмотрении примерных схем приемников нам еще придется встретиться с разновидностями преобразователей частоты.

13-4. ДЕТЕКТОРНЫЕ КАСКАДЫ ПРИЕМНИКОВ

Процесс детектирования мы условились рассматривать как процесс преобразования радиосигнала в сигнал первичной (управляющей) формы. Таким образом, детектирование является важнейшим и необходимым процессом при радиоприеме.

Наиболее просто описывается детектирование радиотелефонного сигнала с амплитудной модуляцией. Мы уже знакомились с физическим смыслом детектирования такого сигнала на примере простейшего приемника (см. рис. 13-1). Задача детектирования сигнала, модулированного по амплитуде, состоит в том, чтобы под действием напряжения высокой частоты получить ток, воспроизводящий по своей величине кривую, которая огибает амплитуды высокой частоты. Очевидно, что детектор должен быть прибором нелинейным: в составе

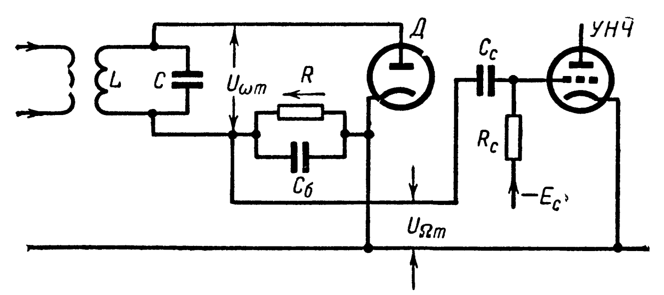


Рис. 13-20. Схема лампового диодного детектора.

радиосигнала имеются только колебания несущей и боковых частот, а мы хотим создать колебание звуковой частоты, которая является разностью между несущей и боковой частотами. Значит, процесс детектирования имеет аналогию с процессом преобразования частоты в нелинейном смесителе, с той лишь разницей, что в роли «гетеродинирующего» колебания для детектора служит само несущее колебание сигнала.

Основным нелинейным прибором, используемым для детектирования, является д и о д (ламповый или полупроводниковый). После детектора включаются каскады усиления низкой частоты. Для управления низкочастотным усилителем требуется снять с детекторного каскада напряжение звуковой частоты. Это напряжение должно создаваться выпрямленным током на нагрузочном сопротивлении в цепи детектора. Обычно в качестве нагрузки включают непроволочное сопротивление большой величины (для лампового диода — сотни тысяч ом), блокируемое по радиочастоте конденсатором небольшой емкости.

Так мы приходим к схеме диодного детектора, изображенной на рис. 13-20. В этой схеме контур LC является последним контуром усилителя радиочастоты (высокой или чаще промежуточной). С контура

снимается напряжение радиосигнала с амплитудой $U_{\omega m}$ на вход детектора. Благодаря наличию блокировочного конденсатора $C_б$ это напряжение полностью прилагается к зажимам анод—катод диода В этом смысле, казалось бы, блокировочную емкость желательно брать достаточно большой, чтобы для тока высокой частоты ее сопротивление было малым. Однако, с другой стороны, недопустимо, чтобы для тока звуковой частоты эта емкость оказалась заметным шунтом по отношению к основному нагрузочному сопротивлению R. Обычно в радиовещательных диапазонах применяют емкость $C_б$ порядка сотен пикофарад при величине R в несколько сотен килоом.

Через диод проходит пульсирующий выпрямленный ток (см. рис. 13-2), в составе которого имеются постоянная составляющая и, при наличии модуляции сигнала, составляющая звуковой частоты. Значит, на сопротивлении R выделяется одновременно и постоянное напряжение, и напряжение звуковой частоты. Постоянное напряжение имеет «плюс» на правом, а «минус» на левом конце сопротивления R (в соответствии с направлением выпрямленного тока, показанным стрелкой). Но действие постоянного напряжения на управляющую сетку следующей лампы не только не нужно, но даже нежелательно (это напряжение может смещать рабочую точку на характеристике усилителя на криволинейный участок). Для того чтобы на сетку лампы усилителя действовало только напряжение звуковой частоты с амплитудой $U_{\Omega m}$, перед сеткой включается разделительный конденсатор $C_с$ (0,01 *мкф* и более), представляющий собой малое сопротивление для тока звуковой частоты. Подача нормального постоянного смещения $E_с$ на управляющую сетку лампы усилителя происходит через сопротивление утечки $R_с$ (сотни килоом).

Постоянное выпрямленное напряжение, падающее на сопротивлении R, оказывается приложенным между катодом и анодом детекторного диода. Значит, при действии сигнала рабочая точка на характеристике диода смещается влево на определенную часть амплитуды сигнала, тем большую, чем больше сопротивление R. Иначе говоря, диод пропускает ток лишь в течение доли полупериода (т. е. с малым углом отсечки). В этих условиях выпрямленное напряжение составляет приблизительно 0,9 $U_{\omega m}$. При наличии модуляции сигнала полезная амплитуда напряжения звуковой частоты окажется, следовательно:

$$U_{\Omega m} \approx 0{,}9 m U_{\omega m}, \qquad (13\text{-}4)$$

где m — коэффициент модуляции принимаемого сигнала.

Так, например, если напряжение сигнала на входе детектора $U_{\omega m} = 4$ *в*, а коэффициент модуляции $m = 25\%$, то напряжение звуковой частоты $U_{\Omega m} \approx 0{,}9 m U_{\omega m} = 0{,}25 \cdot 0{,}9 \cdot 4 = 0{,}9$ *в*.

Указанные соотношения справедливы при достаточно больших амплитудах радиосигнала — примерно более 1 *в*. Усилитель высокой и промежуточной частоты обычно рассчитывается именно на такие выходные амплитуды. На рис. 13-21 дана иллюстрация процессов в диодном детекторе при больших амплитудах сигнала. Следует обратить внимание на тот факт, что при изменениях амплитуд радиосигнала автоматически изменяется и отрицательное смещение на аноде диода, тогда как угол отсечки тока остается неизменным. В общем схема диодного детектора очень проста, но процессы в ней достаточно сложны.

Рассмотрим несколько разновидностей схемы лампового диодного детектора. Если контур LC высокой частоты включен непосредственно в анодную цепь предыдущего каскада, то диод нужно защитить от действия положительного напряжения анодного питания. В этом случае применяется схема, показанная на рис. 13-22, *а*; в ней блокировочный конденсатор $C_б$ служит разделительным, а нагрузочное сопротивление R включено параллельно диоду. В принципе такая схема хуже предыдущей, так как в ней на сопротивлении R имеется напряжение высокой частоты, т. е. отсутствует высокочастотная фильтрация. Прохождение же тока высокой частоты в низкочастот-

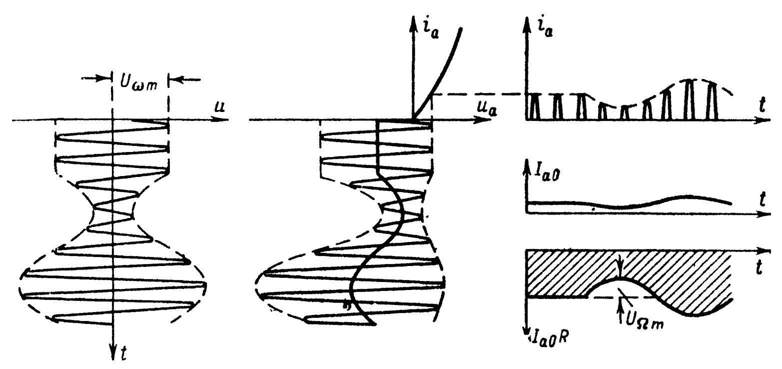


Рис. 13-21. Процессы диодного детектирования.

ный тракт может привести к самовозбуждению приемника из-за воздействия выхода его на вход.

На рис. 13-22, *б* изображена схема детектора с улучшенной фильтрацией напряжения высокой частоты. Здесь полезное напряжение снимается с некоторой части R_2 нагрузочного сопротивления $R_1 + R_2$. Этим несколько снижается амплитуда напряжения звуковой частоты. Однако если учесть, что сопротивление R_2 шунтируется по высокой частоте входной емкостью $C_{вх}$ следующего каскада, а сопротивление R_1 этой емкостью не шунтируется, то станет очевидным, что напряжение высокой частоты будет падать преимущественно на участке R_1, не действуя на выходе детектора.

На рис. 13-22, *в* представлена комбинация диодного детектора и усилителя низкой частоты на сопротивлениях, выполненная на диод-триоде.

Следует отметить особенность детектирования радиоимпульсов. В телевизионных приемниках детектор должен превращать радиоимпульс в импульс одностороннего напряжения, т. е. в видеоимпульс. По существу при этом задача детектора и его принципиальная схема не изменяются: на выходе детекторного каскада необходимо получить импульс напряжения, который воспроизвел бы огибающую амплитуд радиоимпульса. Особенность детектирования импульсов заключается в выборе параметров схемы. Если взять нагрузочное сопротивление R и блокировочный конденсатор $C_б$ тех же величин, что и для детектирования радиотелефонных сигналов, то видеоимпульс окажется искаженным под влиянием переходных процессов в нагрузке: конденсатор будет заряжаться через диод постепенно и разряжаться через

сопротивление по окончании радиоимпульса за время, соизмеримое с длительностью импульса τ, как показано на рис. 13-23. Чтобы сократить длительность переходных процессов (время заряда и разряда конденсатора $C_б$), приходится резко уменьшать сопротивление R нагрузки детектора (до тысяч и даже сотен ом) и брать малую емкость $C_б$. В этом случае соотношение высокочастотной амплитуды и выпрям-

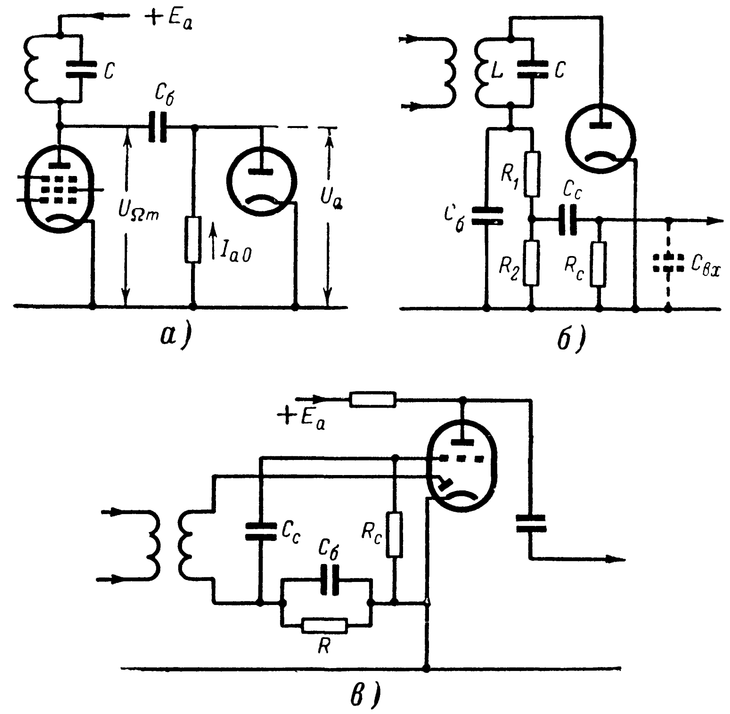


Рис. 13-22. Схемные варианты диодного лампового детектирования.
а — схема «с закрытым входом»; *б* — схема с разделенным сопротивлением; *в* — схема с диод-триодом.

ленного напряжения получается менее выгодным, чем для радиотелефонного приема.

Замечательным свойством лампового диодного детектора для радиотелефонии является значительная величина входного сопротивления. Приближенно $R_{вх} \approx R/2$, где R — сопротивление нагрузки. Так, при $R = 0,5$ *Мом* входное сопротивление $R_{вх} \approx 250$ *ком*.

Диодное детектирование осуществимо и на полупроводниковых диодах. В транзисторных приемниках такой вид детектирования находит почти исключительное применение. Однако работа полупроводникового диода в схеме детектора сильно отличается от работы лампового.

Полупроводниковый диод работает при малых значениях амплитуд напряжения радиосигнала (примерно 0,1—0,3 *в*) и имеет сравни-

тельно малое нагрузочное сопротивление (примерно от 2 до 15 *ком*). При этих условиях транзисторный усилитель промежуточной частоты успешно работает на детектор, а этот последний согласуется с входом усилителя низкой частоты на транзисторе. Но естественно, что коэффициент передачи напряжения, который для лампового диодного детектора мы принимали при больших сигналах равным 0,9, для полупроводникового диода окажется примерно 0,1—0,3 (при напряжении радиосигнала около 0,1 *в*). Входное сопротивление диодного детектора, выполненного по простейшей схеме (рис. 13-24, *а*), можно вычислить из формулы

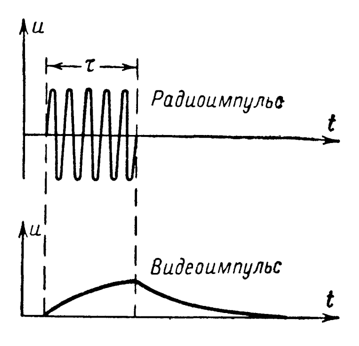


Рис. 13-23 Искажения при детектировании импульсов.

$$R_{вх} \approx \frac{R}{2K},$$

где K — коэффициент передачи напряжения.

Так, например, при $R = 4$ *ком* и $K = 0{,}2$ входное сопротивление $R_{вх} \approx 10$ *ком*.

Недостатком простейшей схемы детектора с полупроводниковым диодом является плохая фильтрация высокочастотного напряжения, которое, усиливаясь дополнительно в низкочастотных каскадах и воздействуя обратно на вход высокой частоты, может привести приемник к самовозбуждению. Более совершенной в этом отношении является схема детектора, показанная на рис. 13-24, *б*. Это двухполупериодная схема, обладающая повышенной фильтрацией высокой частоты и дающая удвоенное выходное напряжение.

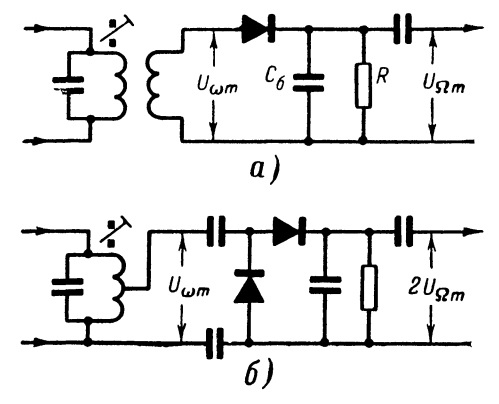


Рис. 13-24. Схемы детектирования с полупроводниковыми диодами.
а — обычная; *б* — двухполупериодная.

Амплитудное детектирование может осуществляться и с помощью усилительных ламп или транзисторов. Каждая цепь усилительного прибора, обладающая нелинейной характеристикой, может быть применена для детектирования. С этой точки зрения схемы на усилительных лампах могут выполнять детектирование сеточное, анодное или с помощью катодного тока. Но сеточное и анодное детектирование в настоящее время практически не применяется. Катодное же детектирование (в триоде с общим анодом), представленное схематически на рис. 13-25, *а*, может найти применение. Здесь амплитудно-модулированное напряжение подается между сеткой и катодом триода

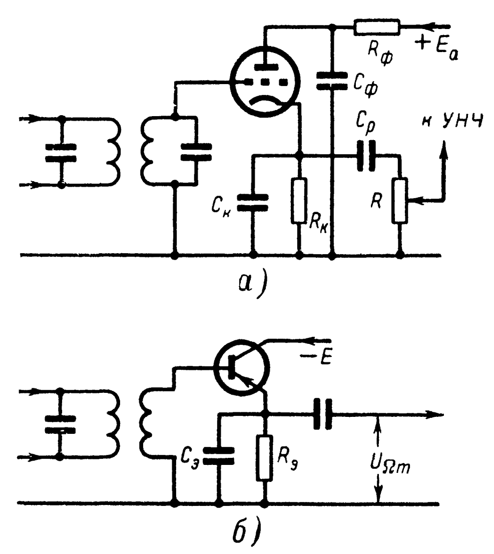


Рис. 13-25. Схемы детектирования в усилительных приборах.
а — катодный детектор; *б* — эмиттерный детектор.

через конденсатор $C_к$ емкостью 100—200 *пф*. Параллельно конденсатору включено сопротивление $R_к$ около 0,03 *Мом*. Напряжение смещения, создаваемое на сопротивлении $R_к$ постоянным катодным (анодным) током, сдвигает исходную рабочую точку к нижнему сгибу характеристики анодного тока. Благодаря нелинейности этого участка происходит детектирование, и в составе катодного (анодного) тока возникает составляющая звуковой частоты, которая также проходит через сопротивление $R_к$ и создает на нем полезное напряжение, снимаемое через разделительный конденсатор $C_р$ большой емкости на сопротивление R регулятора громкости сигнала.

Достоинство катодного детектора в сравнении с диодным — большее входное сопротивление. Усилительными же свойствами данная схема, как и другие схемы с общим анодом, не обладает.

Совершенно аналогично при стремлении к большому входному сопротивлению детектора в транзисторном приемнике выгодна схема

с нагрузочным сопротивлением в цепи эмиттера (с общим коллектором), показанная на рис. 13-25, *б*.

Перейдем к детектированию радиотелефонного сигнала с частотной модуляцией. Из гл. 11 мы уже знаем, что осуществить такое детектирование с помощью простого амплитудного детектора невозможно: сигнал с частотной модуляцией имеет неизменные амплитуды, а потому обычный (например, диодный) детектор создает под их воздействием лишь постоянный ток. Если же амплитуды частотно-модулированного сигнала изменяются, то это происходит в результате воздействия внешних помех и внутренних шумов, т. е. представляется нежелательным явлением.

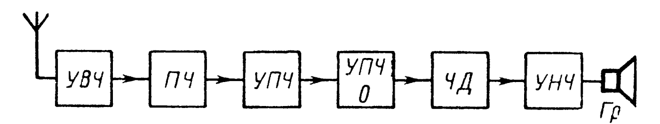


Рис. 13-26. Структурная схема приемника сигналов с частотной модуляцией.

УВЧ — усилитель высокой частоты; *ПЧ* — преобразователь частоты; *УПЧ* — усилитель промежуточной частоты; *О* — ограничитель; *ЧД* — частотный детектор; *УНЧ* — усилитель низкой частоты; *Гр* — громкоговоритель.

Таким образом, в приемнике частотно-модулированных сигналов оказывается необходимым: во-первых, устранить с помощью ограничителя изменения амплитуд частотно-модулированного сигнала, во-вторых, преобразовать частотно-модулированный сигнал в модулируемый по амплитуде; в-третьих, выполнить обычное амплитудное детектирование последнего. Иногда конверсия (преобразование) частотной модуляции в амплитудную и амплитудное детектирование преобразованного сигнала осуществляются в общем блоке (устройстве); пример такого объединенного устройства приводился в гл. 11 и был назван дискриминатором. Возможны и другие варианты устройств детектирования частотно-модулированных сигналов. Название «частотный детектор» объединяет все комбинированные устройства этого назначения.

На основе сказанного мы можем изобразить структурную схему приемника ЧМ сигналов (рис. 13-26), которая несколько отличается от схемы приемника АМ сигналов (см. рис. 13-6). В режим амплитудного ограничения обычно ставится последний каскад усиления промежуточной частоты, как мы и показали на рис. 13-26; впрочем, не исключена возможность применения ограничителя специальной конструкции.

Но не только ограничитель и преобразователь модуляции составляют особенности ЧМ приема. Особенностью частотной модуляции является требуемая полоса пропускания и, как следствие, применяемый для ЧМ диапазон волн.

В радиовещании с частотной модуляцией применяется большой индекс модуляции (см. гл. 11), так как при этом условии достигается почти полное подавление помех благодаря «преобладанию» частотной модуляции над паразитной амплитудной. Большому индексу модуляции соответствует и значительная девиация частоты. В радиовещании наибольшая девиация (соответствующая самому громкому звуку)

составляет примерно 100 *кгц*. Полоса же пропускания, как мы знаем, потребуется равной удвоенному значению наибольшей девиации. Следовательно, приемник ЧМ должен иметь полосу пропускания $2\Delta f \approx 200$ *кгц*.

Принимая добротность контура промежуточной частоты $Q_э = 50$ и считая, что полоса пропускания $2\Delta f_{макс} \approx f_{пр}/Q_э$, находим приемлемое значение промежуточной частоты $f_{пр} \approx 2\Delta f_{макс} Q_э = 200 \cdot 50 = 10\,000$ *кгц*, что соответствует длине волны $\lambda = 30$ *м*. И практически промежуточная частота в приемниках частотно-модулированного радиовещания бывает примерно такой величины (8,4 или 10,7 *Мгц*). Естественно, что радиочастота должна лежать в диа-

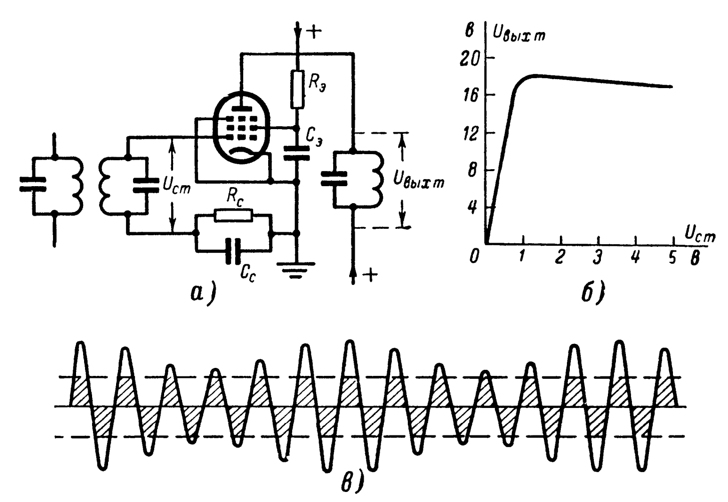


Рис. 13-27. Усилительно-ограничительный каскад.
а — схема; *б* — амплитудная характеристика; *в* — иллюстрация ограничения.

пазоне ультракоротких волн, так что ее участки могут чередоваться с участками частот телевидения.

Итак, основными отличиями радиовещательного приемника ЧМ от приемника АМ является: наличие частотного детектора и ограничителя амплитуд, широкая полоса пропускания и, самое главное, ультракоротковолновый диапазон. Разумеется, универсальные приемники высокого класса имеют возможность приема не только АМ, но и ЧМ сигналов, и переход на прием ЧМ связан со сменой как контуров высокой частоты, так и контуров промежуточной частоты.

Рассмотрим некоторые характерные разновидности схем ограничителей и дискриминаторов, применяемых в современных радиовещательных приемниках.

В гл. 11 мы встретились с описанием принципа действия простейших схем ограничителей на диодах и триодах. В приемниках ЧМ сигналов ограничительный режим устанавливается обычно не в специальном каскаде, а в последнем каскаде усиления промежуточной частоты на пентоде. Практически это достигается включением в цепь

первой сетки сопротивления $R_с$ (около 100 *ком*), блокируемого конденсатором $C_с$ (примерно 50 *пф*), а также подачей пониженного напряжения на экранирующую сетку (через сопротивление $R_э$ величиной около 150 *ком*) и на анод (рис. 13-27, *а*). При увеличении амплитуд сигнала порог ограничения устанавливается возникающим током первой сетки и наличием верхнего сгиба характеристики анодного тока. Желательно, чтобы при малых напряжениях сигнала (ниже порога ограничения) усиление каскада было хотя бы приблизительно той же величины, как и в режиме обычного усиления промежуточной частоты. Для суждения об этих свойствах усилителя-ограничителя может быть снята амплитудная характеристика, т. е. зависимость амплитуды вы-

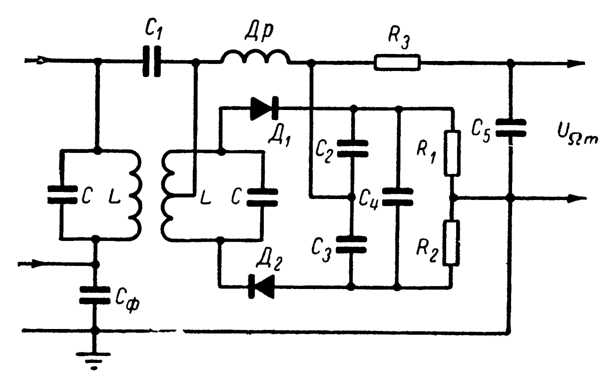


Рис. 13-28. Схема дробного частотного детектора.

ходного напряжения $U_{вых\,m}$ от амплитуды сигнала на сетке $U_{сm}$ (рис. 13-27, *б*). Из характеристики мы видим, что порог ограничения соответствует входной амплитуде около 1 *в* и что до этого порога коэффициент усиления каскада $K_{рез} \approx 20$. Ограничение радиосигнала, подвергавшегося паразитной модуляции по амплитуде, иллюстрируется на рис. 13-27, *в*.

Выходной контур усилителя-ограничителя служит одновременно одним из контуров дискриминатора, описанного выше (см. гл. 11). Однако в сравнительно простых приемниках наблюдается стремление возложить на дискриминатор и функции амплитудного ограничителя, обеспечив полноценную работу последнего каскада промежуточной частоты в качестве усилителя. Дискриминатор, выполняющий функции ограничителя, конвертора модуляции и амплитудного детектора, называется д р о б н ы м   ч а с т о т н ы м   д е т е к т о р о м. Одна из его возможных схем представлена на рис. 13-28.

Основным отличием дробного детектора от дискриминатора, описанного в гл. 11, является то, что диоды $Д_1$ и $Д_2$ включены последовательно, а не навстречу друг другу, а их нагрузочные сопротивления R_1 и R_2 шунтированы конденсатором C_4 большой емкости (около десятка микрофарад). Конденсаторы небольшой емкости C_2 и C_3, сопротивление которых для звуковой частоты велико, имеют средний вывод; с этого вывода и заземленного среднего вывода сопротивлений R_1 и R_2 снимается выходное напряжение звуковой частоты U_{Ω_m} через высокочастотный фильтр R_3C_5.

Предположим, что принимаемый сигнал имеет паразитную модуляцию по амплитуде. Выпрямленное диодами напряжение, выделяемое на сопротивлениях R_1R_2, должно было бы пульсировать с частотой паразитной модуляции. Однако конденсатор C_4 не успевает изменять напряжение со звуковой частотой, так как произведение $C_4(R_1+R_2)$, т. е. постоянная времени, велико по сравнению с периодом звуковой частоты. Такое постоянство напряжения и равноценно действию амплитудного ограничителя.

При наличии частотной модуляции сигнала, как мы знаем из описания работы дискриминатора (см. гл. 11), изменяются амплитуды напряжения на диодах: когда напряжение на одном из них возрастает, на другом падает, и наоборот. Соответственно выпрямленные напряжения на конденсаторах C_2 и C_3 тоже изменяются со звуковой частотой, но их сумма остается постоянной и равной напряжению на конденсаторе C_4. Таким образом происходит перераспределение напряжения между конденсаторами C_2 и C_3; иначе говоря, если выразить в виде дроби отношение напряжений U_{C2}/U_{C3}, то именно величина этой дроби изменяется в такт с частотной модуляцией, откуда и возникло название схемы. Далее переменное напряжение между средней точкой конденсаторов и землей снимается на вход усилителя низкой частоты.

13-5. РЕГУЛИРОВКИ В ПРИЕМНИКАХ

С некоторыми видами регулировки мы встречались в предыдущих главах. Сейчас мы остановимся несколько подробнее на регулировках, находящих применение в приемниках разных классов. Регулировкам могут подвергаться те или иные параметры и характеристики приемника с целью создания наиболее благоприятных условий приема выбранной станции. Регуляторы возможны как ручные, так и автоматические, причем те и другие в приемниках высоких классов могут дополнять друг друга.

Основным видом регуляторов являются, конечно, *органы настройки*. Чаще всего настройка осуществляется вручную. Поддиапазоны, т. е. индуктивности высокочастотных контуров, сменяются переключателем вращаемого или же клавишного типа. Плавная настройка внутри поддиапазона производится вращением оси роторов блока конденсаторов переменной емкости.

В сравнительно редких случаях плавная настройка дополняется безпоисковой кнопочной настройкой на определенные для каждой кнопки значения длины волны. Нажатие кнопки в простейшем случае устанавливает конденсаторный блок в положение, соответствующее требуемой длине волны. В более сложном случае нажатием кнопки производится скачкообразное изменение индуктивности или емкости, т. е. механизм кнопки является коммутирующим устройством контуров радиочастоты и гетеродина. Следует напомнить, что при одном каскаде усиления высокой частоты в приемнике перестраиваются три контура: входного устройства, усилителя и гетеродина. В некоторых типах наиболее сложных приемников нажатием кнопки включается небольшой электродвигатель, который вращает ось роторов конденсаторного блока и останавливается разрывом цепи на заданном угле поворота.

Большинство ламповых приемников снабжается электронно-световым индикатором (указателем) настройки, который облегчает

точную установку контуров в резонанс с искомой радиостанцией. Для визуального индикатора применяются специальные электронные лампы (например, 6Е1П или 6Е5С). Такая лампа представляет собой сочетание триода и специального диода в одном баллоне при общем катоде. В качестве анода диод имеет экран в форме чашечки. Этот экран покрыт с внутренней (вогнутой) стороны люминесцирующим веществом, которое дает зеленоватое свечение при ударах электронов. От анода триода внутрь чашечки входит отросток — металлический стержень. Закрепляется лампа горизонтально сзади панели приемника, через отверстие в которой виден раскрыв люминесцирующего экрана.

Включается индикатор (рис. 13-29) после детектора, причем то постоянное напряжение на нагрузочном сопротивлении R, от которого мы защищаем вход усилителя с помощью конденсатора $C_р$, подводится без разделительного конденсатора к сетке индикатора. Между анодом триода и светящимся экраном включено большое сопротивление $R_а$. Если прием сигнала отсутствует и отрицательное смещение на сетку индикатора не подается, то в триодной части проходит значительный ток через сопротивление $R_а$, а потому потенциал анода оказывается ниже потенциала экрана. Отросток-стержень в этом случае отталкивает от себя электроны, и на экране наблюдается широкий затемненный сектор. При приеме сигнала триод запирается, потенциал его анода и стержня возрастает и темный сектор сжимается, что и служит признаком настройки на станцию.

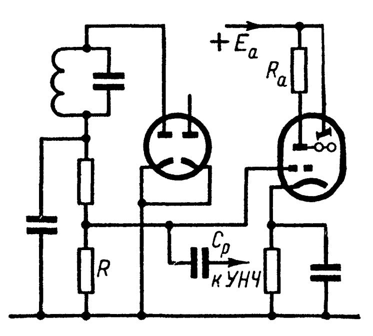


Рис. 13-29. Схема включения электронно-светового индикатора настройки.

Очень удобно вести настройку по индикатору, уменьшив громкость звука. В этом случае «проходя» по шкале приемника, не слышишь посторонних станций. Когда настройка на желаемую станцию достигнута, громкость следует увеличить. Естественно, что выход индикатора из строя не нарушает работу основного тракта приемника.

Большое значение для достижения нормальных условий приема имеют регуляторы усиления. Так, при приеме дальних или маломощных передатчиков требуется большое усиление, обеспечивающее приемнику высокую чувствительность. Но большое усиление вредно при приеме радиоволн с большой напряженностью поля, так как каскады приемника окажутся перегруженными и звук громкоговорителя будет чрезмерно громким и искаженным.

В сравнительно простых приемниках можно осуществить ручную регулировку усиления по высокой или промежуточной частоте. Имея возможность в системе электропитания приемника получить источник отрицательного смещения — $E_с$, делают величину этого смещения на управляющих сетках ламп изменяемой вручную с помощью потенциометра R, как показано на рис. 13-30 для двух каскадов усиления промежуточной частоты. Пентоды в регулируемых каскадах целесообразно применить с удлиненными характеристиками, подобными

показанной на рис. 8-26. В этом случае сильный сигнал, для которого регулятором устанавливается большое отрицательное смещение, будет развертываться на участке с плавно изменяющейся крутизной, и огибающая кривая амплитудной модуляции не исказится криволинейностью характеристики. При пентодах же с короткими характеристиками возможны нелинейные искажения огибающей кривой модулированного сигнала, и эти искажения проявятся после детектора в виде высших гармоник звукового сигнала. Именно с этой целью и были разработаны пентоды с удлиненными характеристиками.

При подаче отрицательного смещающего напряжения на сетки регулируемых ламп от специального источника катодные сопротивления включать нецелесообразно: с увеличением внешнего смещения

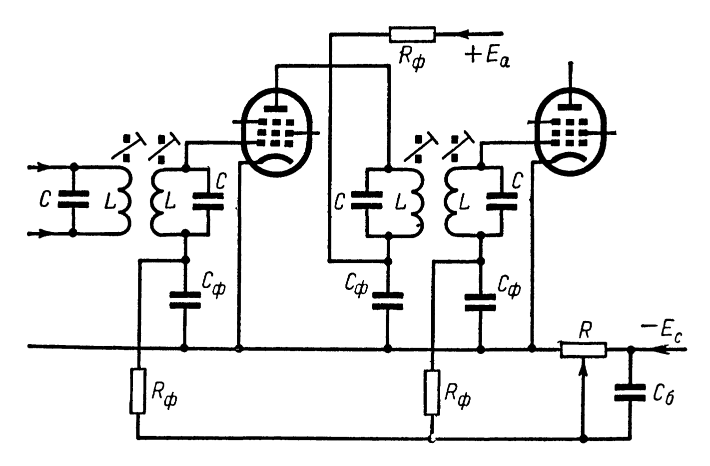


Рис. 13-30. Схема ручного регулятора усиления по промежуточной частоте.

анодный ток будет уменьшаться, а потому уменьшится и падение напряжения на катодном сопротивлении, ослабляя тем самым эффект регулировки.

Ручной регулятор усиления должен приводиться в действие при переходе от приема сигналов мощной и близкой радиостанции к приему слабых сигналов (или обратно), обеспечивая в каждом случае приблизительно постоянную амплитуду на входе детектора, соответствующую нормальным условиям детектирования. Такую задачу можно выполнять вручную. Но значительно труднее следить ручным регулятором за изменениями напряженности поля одной и той же радиостанции. Поле может резко изменяться на коротких, а ночью и на средних волнах вследствие замирания. При приеме в автомобиле поле сильно изменяется в случае движения за преградами (железобетонные здания, мосты, иногда холмы и др.). Гораздо удобнее иметь автоматический регулятор усиления по промежуточной (иногда и по высокой) частоте.

Особенностью автоматического регулятора усиления (АРУ) по сравнению с ручным является получение отрицательного смещаю-

щего напряжения путем выпрямления радиосигнала. Для этого можно было бы воспользоваться постоянной составляющей выпрямленного напряжения на нагрузочном сопротивлении диодного детектора, — той же постоянной составляющей, которой мы пользовались для воздействия на электронно-световой индикатор настройки (см. рис. 13-29). Такая простая схема АРУ находит практическое применение; однако она имеет тот недостаток, что детектор уже выдает отрицательное выпрямленное напряжение и в случае слабого сигнала, ухудшая тем самым чувствительность приемника.

Значительно лучше работает автоматический регулятор усиления с задержкой, требующий для своего выполнения отдельного диода. Именно с этой целью и выпускаются двойные диоды или же двойные

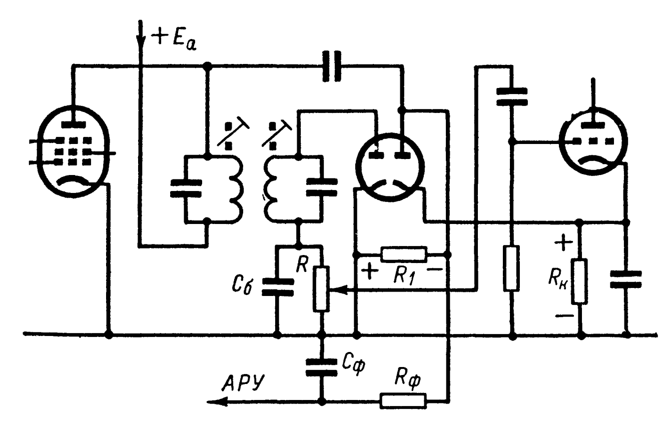


Рис. 13-31. Схема источника напряжения автоматической регулировки усиления с задержкой.

диоды в комбинации с триодами или пентодами. Схема получения отрицательного смещения от отдельного диода для АРУ с задержкой изображена на рис. 13-31. Задержка заключается в том, что на катод правого (по схеме) диода (диода АРУ) воздействует постоянное положительное напряжение с сопротивления $R_к$, питаемого катодным током усилительного каскада низкой частоты; отрицательным знаком это напряжение, следовательно, приложено к аноду диода. Пока амплитуда сигнала не превысит напряжения задержки, смещение на сетки регулируемых ламп не подается. Если же сигнал превысил уровень задержки, то в цепи диода АРУ на сопротивлении R_1 создается выпрямленное напряжение, подаваемое к управляющим сеткам регулируемых ламп. Значит, дальнейший рост амплитуд сигнала приводит к увеличению смещения на управляющих сетках регулируемых ламп и, следовательно, к уменьшению коэффициента усиления по промежуточной частоте. Таким образом, изменения амплитуд напряжения на входе детектора сигнала автоматически резко ограничиваются в сравнении с изменениями напряженности поля сигнала. Фильтр низких частот $C_ф R_ф$ нужен для того, чтобы исключить воздействие на сетки переменных напряжений с нагрузочного сопротивле-

ния R_1 диода АРУ Отметим, что напряжение промежуточной частоты снимается с первого контура полосового фильтра по параллельной схеме (см. рис. 13-22, *а*), тогда как на детекторный диод напряжение снимается со второго контура по последовательной схеме. Таким включением сохраняется приближенное равенство добротностей обоих контуров полосового фильтра.

Относительное постоянство амплитуды сигнала на входе детектора при наличии АРУ обеспечивает также приближенно постоянную громкость звучания сигнала. Но это не всегда желательно для радиослушателя. Громкость должна регулироваться применительно к объему помещения, к уровню шума в этом помещении, к часам суток и т. п. Поэтому наряду с автоматической регулировкой усиления по промежуточной частоте применяется ручная регулировка усиления в низкочастотном тракте. Простым ручным регулятором громкости служит делитель напряжения низкой частоты на нагрузочном сопротивлении (потенциометр *R* на рис. 13-31) детекторного диода.

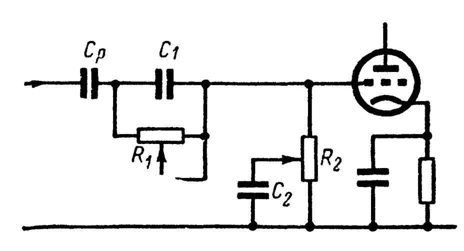


Рис. 13-32. Ручные регуляторы тембра в ламповом приемнике.

Более сложные функции в каскадах низкой частоты приемника выполняют ручные регуляторы тембра (называемые неправильно регуляторами тона). Тембр («окраска» звука) зависит от усиления различных тонов звуковой гаммы сигнала. Тембр воспроизводимого звука должен в принципе быть сходен с тембром первичного сигнала, которым модулируется передатчик. Если уменьшить усиление в области нижних звуковых частот, то звук приобретет звенящий тембр, подчеркивающий основную мелодию музыки. Если уменьшить усиление в области верхних звуковых частот, то звук будет более глухим, подчеркивающим аккомпанемент музыки. Если же уменьшить усиление и на нижних, и на верхних звуковых частотах, то частотная характеристика приемника (см. рис. 13-4) сузится и слева, и справа, уменьшая тем самым уровень шумов и помех за счет ухудшения тембра принимаемого сигнала.

Итак, можно встретить два регулятора тембра: регулятор нижних частот и регулятор верхних частот. Простейший пример схемы таких регуляторов на входе одного из каскадов усиления низкой частоты показан на рис. 13-32. В этой схеме конденсатор $C_р$ является обычным разделительным для перехода от предыдущего детекторного или усилительного каскада. Конденсатор C_1 имеет малую емкость и пропускает лишь токи верхних звуковых частот. Но параллельно ему включено регулируемое сопротивление R_1, уменьшая которое, мы даем путь и токам нижних частот. Следовательно, цепь R_1C_1 является регулятором нижних частот. Емкость конденсатора C_2 значительна; если его включить полностью параллельно сеточному сопротивлению R_2, то для токов верхних частот вход усилителя будет шунтирован; если же движок сопротивления R_2 перемещать вниз (по схеме), то усиление на верхних частотах будет возрастать.

13-6. РАДИОПОМЕХИ

Помехой радиоприему называется электрическое (или магнитное) воздействие на приемник, не являющееся принимаемым сигналом, но создающее звук (шум) в громкоговорителе или искажение записи на телеграфной ленте или же появление полос и вспышек на экране телевизора.

Источниками помех могут быть посторонние радиопередатчики, электрические процессы естественного происхождения, установки электрооборудования, флуктуации электронов в цепях и лампах приемника. По форме напряжений, создаваемых в приемнике, помехи можно разделить на периодические, импульсные и гладкие.

Для радиоприема, особенно на коротких волнах, наибольшие осложнения причиняют помехи от посторонних передатчиков: ведь количество и мощности радиостанций в мире непрерывно возрастают, а распространение коротких волн возможно на далекие расстояния. Этого вида помехи по своей форме являются обычно периодическими, т. е. каждой из них свойственна определенная частота или, вернее сказать, определенный ограниченный спектр частот. Поэтому те меры повышения частотной избирательности приемников, которые были описаны выше, предназначены именно для борьбы с помехами от посторонних передатчиков. Обобщенно можно сказать, что такие меры сводятся к достижению высокой прямоугольности резонансной характеристики приемника (см. рис. 13-3) при полосе пропускания, соответствующей ширине спектра сигнала.

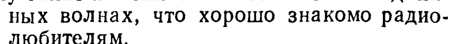
Дополнительным средством избирательности может служить применение антенн направленного приема. В практике профессиональной радиосвязи между двумя определенными корреспондентами, расположенными стационарно, направленный прием (как и направленная передача) обязателен. В радиоприемной практике возможно использование магнитной антенны, ориентируемой максимумом характеристики направленности на принимаемую станцию или же минимумом (нулем) на станцию, которая создает наиболее опасную помеху.

К помехам естественного происхождения относится в первую очередь воздействие разрядов атмосферного электричества. Эти воздействия проявляются как короткие «трески» или более длительные «шорохи» в громкоговорителе. Часть таких помех возникает в результате грозы вблизи от приемной установки, часть создается полем, распространяющимся из тропических районов. С повышением географической широты уровень атмосферных помех в среднем понижается. Летом они несравненно сильнее, чем зимой.

Электродвижущие силы, наводимые атмосферными разрядами в приемной антенне, носят преимущественно характер импульсов, т. е. представляют собой короткие электрические «толчки», способные создавать в колебательных контурах приемника затухающие разряды (рис. 13-33). Так как импульс не имеет собственной несущей частоты, то нельзя говорить о настройке или об отстройке приемника по отношению к атмосферным помехам. Однако уровень помех существенно зависит от того, в каком диапазоне ведется радиоприем. Наибольшее действие оказывают атмосферные помехи на длинных волнах, а на ультракоротких они практически не нарушают приема.

Объяснить это можно следующим физическим свойством импульсной помехи. Если апериодический импульс разложить на составляю-

щие колебания, то получится бесконечный спектр, состоящий из колебаний разных частот — от самых низких до самых высоких. Однако в этом спектре относительно большей энергией будут обладать те составляющие колебания, периоды которых близки к продолжительности импульса. Но импульс атмосферной помехи длится десятки микросекунд; именно поэтому такие помехи наиболее опасны на длинных волнах, что хорошо знакомо радиолюбителям.



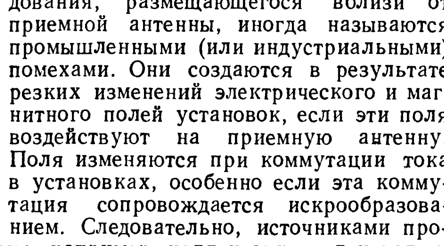


Рис. 13-33. Воздействие импульсной помехи.

К помехам естественного происхождения мы отнесем также импульсы напряжения, наводимые в приемной антенне ударами в нее снежинок, песчинок (электризация трением), и электризацию антенны статическим атмосферным полем.

Помехи от установок электрооборудования, размещающегося вблизи от приемной антенны, иногда называются промышленными (или индустриальными) помехами. Они создаются в результате резких изменений электрического и магнитного полей установок, если эти поля воздействуют на приемную антенну. Поля изменяются при коммутации тока в установках, особенно если эта коммутация сопровождается искрообразованием. Следовательно, источниками промышленных помех могут быть, например, коллекторные электродвигатели, электрические реле и звонки, выключатели, телеграфные аппараты, медицинское электрооборудование и т. д.

Электродвижущие силы, наводимые в приемной антенне этими источниками помех, носят также преимущественно импульсный характер. Следовательно, отстроиться от них нельзя, но в соответствии с длительностью импульсов максимум энергии помех может лежать в определенном диапазоне волн. Например, помехи от системы зажигания автомобилей заметны в диапазоне телевизионных передач.

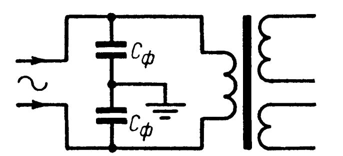


Рис. 13-34. Защита питающего трансформатора приемника от промышленных помех.

Существенными мерами ослабления промышленных помех могут служить экранировка этих источников, препятствующая воздействию их полей на приемную антенну, а также фильтрация по радиочастоте (блокировка) силовых цепей, препятствующая проникновению токов помехи в приемник по проводам электропитания (рис. 13-34). Борьба с этими помехами в городах должна проводиться в законодательном порядке. В сельской местности уровень промышленных помех гораздо ниже, нежели в большом городе.

На сверхвысоких частотах (особенно на дециметровых и сантиметровых волнах) атмосферные и промышленные помехи не являются решающими в смысле определения необходимой напряженности поля сигнала, обеспечивающей превосходство его над помехой. Минимальная напряженность поля сигнала, необходимая для приема, опреде-

ляется шумами, возникающими в результате флуктуаций электронов в цепях и лампах приемника. Такое утверждение справедливо еще и потому, что на сверхвысоких частотах обычно полоса пропускания бывает широкой, а мощность флуктуационных шумов, как мы знаем из гл. 9, пропорциональна ширине полосы.

Шумы внутреннего происхождения можно слышать при большом усилении от входа приемника до громкоговорителя. Эти шумы носят характер шипения, т. е. звука, не имеющего определенной звуковой частоты. Этим шум и отличается от тона.

В спектральном смысле шум представляет собой хаотическую сумму бесконечного числа элементарных колебаний с произвольными соотношениями частот и со случайными фазовыми соотношениями. Спектр шума простирается на все диапазоны радиочастот, причем мощность шума в отличие от мощности импульсных раздельных помех распределена по оси частот равномерно. Но в длинноволновых и средневолновых радиовещательных приемниках, имеющих сравнительно узкую полосу пропускания, обычно шумовые помехи не играют существенной роли на фоне помех внешнего происхождения. Заботиться об уменьшении шумов приходится на сверхвысоких частотах.

Мы уже знаем, что многоэлектродная лампа дает более интенсивные шумы, нежели триод. Поэтому в приемниках дециметровых волн усилитель частоты принимаемого сигнала выполняется, например, на дисковом триоде, преобразователь частоты — на диоде, а первый каскад усиления промежуточной частоты может иметь каскодную схему (см. гл. 9). В приемниках сантиметровых волн усиление на частоте сигнала выполняется либо на лампе бегущей волны (см. гл. 10), либо на ином типе малошумящего усилителя.

Возникновение шумов в приемнике начинается в антенне. К шумам, создаваемым самим активным сопротивлением антенны, прибавляется мощность шумов, наводимых в антенне радиацией Земли и космической радиацией. Далее, в общую мощность шумов добавляются шумы цепей и электронных приборов приемника.

Чтобы оценить, насколько дополнительные источники шумов ухудшают качество приемника сверхвысоких частот, вводится понятие о коэффициенте шума. *Коэффициентом шума* приемника называется число, показывающее, во сколько раз общая мощность шумов больше мощности шумов, создаваемых только активным сопротивлением антенны:

$$N = \frac{P_{ш.\,общ}}{P_{ш\,А}}. \qquad (13\text{-}5)$$

Коэффициент шума всегда больше единицы; с улучшением шумовых свойств усилителя этот коэффициент приближается к единице.

13-7. ПРИМЕР СХЕМЫ ПРИЕМНИКА

Рассмотрев принципы действия всех блоков приемника, мы должны в заключение дать пример схемы, в которой эти блоки объединяются и составляют приемник в целом. Приемная техника развивалась от простейшего приемника (см. рис. 13-1) через приемники прямого усиления к супергетеродинам с одним или несколькими преобразователями частоты.

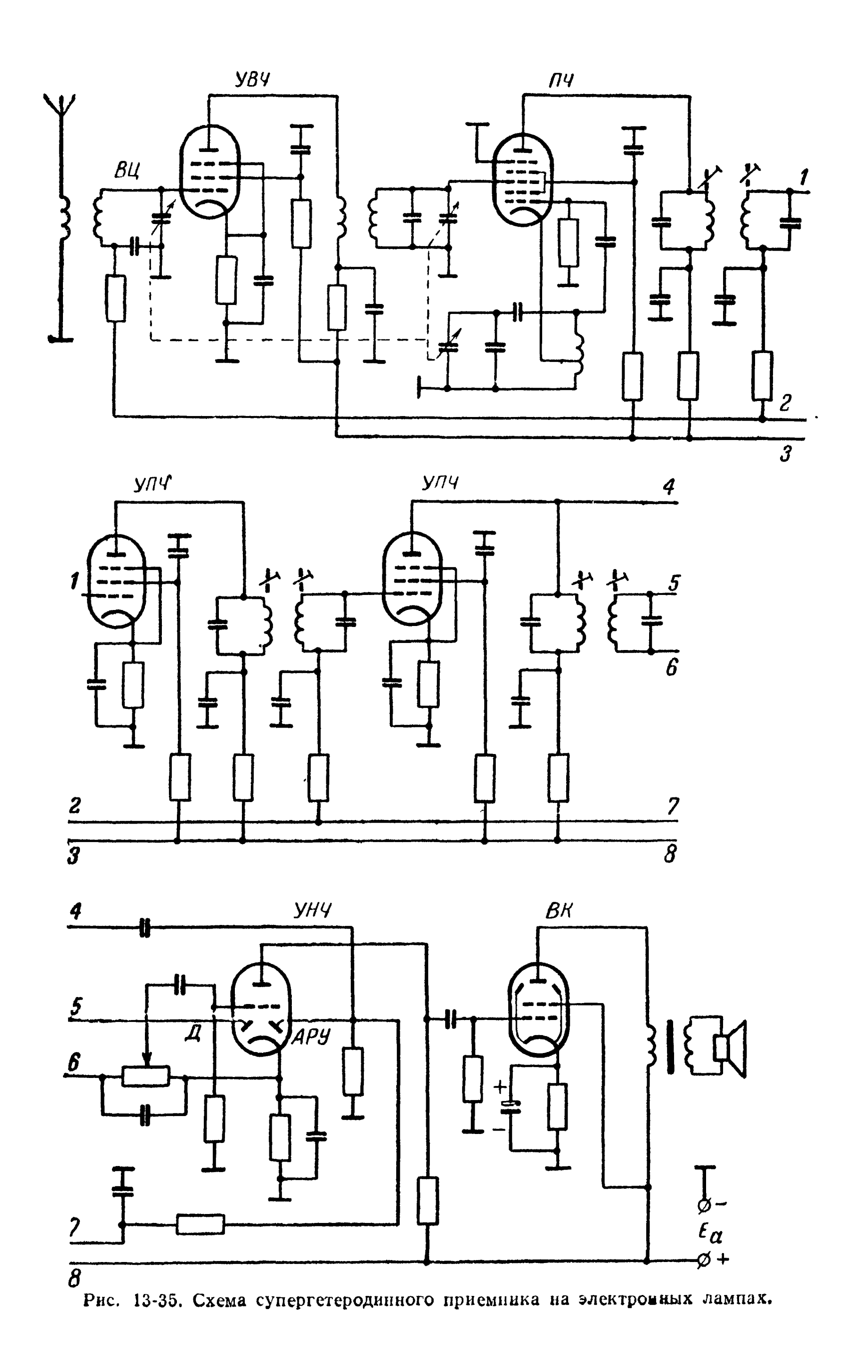


Рис. 13-35. Схема супергетеродинного приемника на электронных лампах.

Схема супергетеродинного приемника на электронных лампах изображена на рис. 13-35. Для наглядности основных деталей схемы в ней показан лишь один диапазон.

Приемник имеет следующие блоки: входные цепи *ВЦ* с индуктивной связью антенны, каскад усиления высокой частоты *УВЧ* на пентоде с индуктивной связью контура в анодной цепи лампы, преобразователь частоты *ПЧ* на гептоде с двухконтурным фильтром промежуточной частоты, два каскада усиления промежуточной частоты *УПЧ* на пентодах с такими же фильтрами, детектор *Д* (левый диод двойного диод-триода), автоматический регулятор усиления *АРУ*

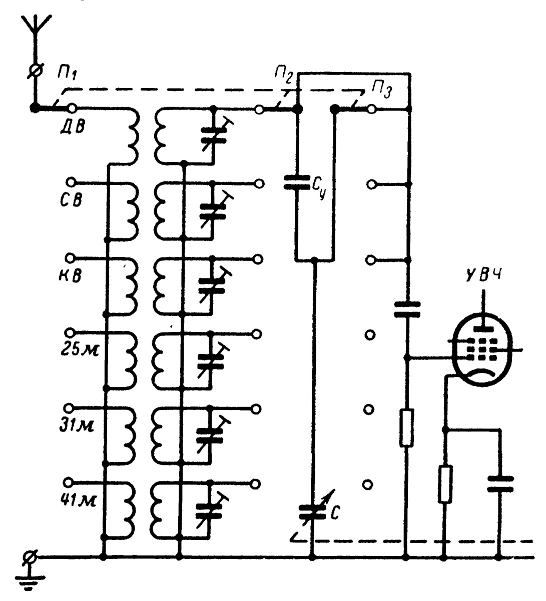


Рис. 13-36. Переключатель диапазонов входного устройства.

трех каскадов (правый диод двойного диод-триода), каскад усиления низкой частоты *УНЧ* (триодная часть двойного диод-триода) и выходной каскад *ВК* на лучевом тетроде. Все блоки этого приемника были рассмотрены в предыдущих параграфах.

Для многоламповых всеволновых супергетеродинных приемников, схемы которых громоздки, мы приведем лишь некоторые характерные узлы. На рис. 13-36 показана схема переключения поддиапазонов с растянутыми шкалами около волн 25 *м*, 31 *м* и 41 *м* («дневные», «вечерние» и «ночные» участки коротких волн, см. гл. 7). Переключатели $П_1$, $П_2$ и $П_3$ механически связаны между собой. Первые два переключателя включают катушки того или иного поддиапазона, а переключатель $П_3$ замыкает накоротко укорачивающий конденсатор $C_у$ на основных поддиапазонах и включает его последовательно с конденсатором настройки C на поддиапазонах с растянутыми шкалами. На этих последних поддиапазонах конденсатор $C_у$ уменьшает коэффици-

енты поддиапазонов («перекрытия»), свойственные конденсатору настройки.

На рис. 13-37 представлена структурная схема супергетеродина, имеющего обычные диапазоны сигналов с амплитудной модуляцией и диапазон ультракоротковолнового радиовещания с частотной моду-

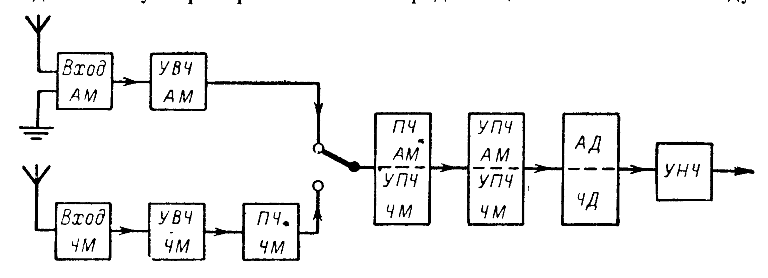


Рис. 13-37. Структурная схема радиовещательного приемника для АМ и ЧМ сигналов.

АМ — амплитудная модуляция; *ЧМ* — частотная модуляция; *УВЧ* — усилитель высокой частоты; *ПЧ* — преобразователь частоты, *УПЧ* — усилитель промежуточной частоты; *АД* — амплитудный детектор; *ЧД* — частотный детектор; *УНЧ* — усилитель низкой частоты.

ляцией. Замечательно следующее: лампы усилителя промежуточной частоты здесь одни и те же, но полосовые фильтры сменяются при переходе на УКВ. Усилитель промежуточной частоты при приеме УКВ имеет лишний каскад для обеспечения достаточной амплитуды напряжения на вход амплитудного ограничителя.

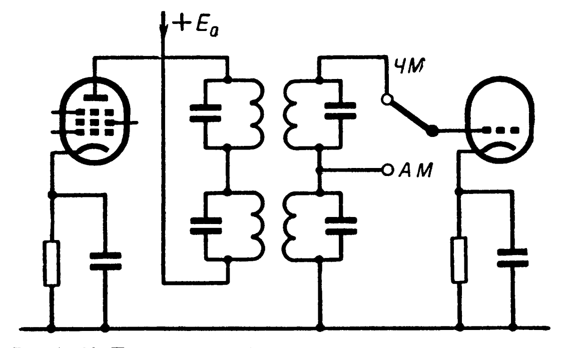


Рис. 13-38. Переключение фильтров промежуточной частоты.

Примерная схема переключения фильтров промежуточной частоты представлена на рис. 13-38. Полоса пропускания фильтра АМ диапазонов приемника может быть 8—10 *кгц*, а полоса приема ЧМ составляет 100—200 *кгц*. Значение промежуточной частоты берется соответственно около 465 *кгц* и около 8 *мгц*.

Можно рассчитывать, что изложенные нами сведения о радиоприемниках и их элементах позволят читателю ориентироваться в схемах приемной радиовещательной аппаратуры. Профессиональная

радиоприемная техника, развивающаяся наряду с радиовещательной и даже быстрее ее, имеет, разумеется, свои существенные особенности. В профессиональных приемниках требуется устранить поиск корреспондента и подстройку в процессе приема. А это обеспечивается высокой стабильностью градуировки и в первую очередь стабильностью гетеродина в преобразователе частоты, достигаемой, например, путем кварцевой стабилизации, которая исключает плавную перестройку гетеродина, а потому заставляет существенно изменять схему приемника. В каскадах промежуточной частоты применяются полосовые фильтры с многими контурами или же фильтры электромеханических типов (например, с кварцевыми пластинами в качестве колебательных систем).

В совершенствовании техники радиовещательного приема большое значение имеют электроакустические свойства приемников. Разделение и воспроизведение разными громкоговорителями нижних и верхних звуковых частот расширяет частотный диапазон звука и исключает искажающее нелинейное взаимодействие колебаний разных частот в усилителе. Имеется стремление к стереофоническому воспроизведению звука, т. е. к созданию такого же акустического поля, которое воздействовало на микрофоны в концертном зале.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИКИ

14-1. РАДИОСВЯЗЬ И РАДИОВЕЩАНИЕ

Первое применение, как мы уже знаем, радиотехника получила при осуществлении связи на большие расстояния. Первоначально для этого использовались почти исключительно длинные и средние волны.

В значительной мере благодаря успешной практике работы любительских станций в 20—30-х годах начинается интенсивное освоение диапазона коротких волн, в который переводят большое число служебных радиостанций, особенно подвижного типа, обладающих малыми габаритами, весом и потребляемой мощностью. Этого удается достичь благодаря хорошим отражающим свойствам ионосферы для коротких волн и возможности построения эффективно действующих, сравнительно малоразмерных антенн. В диапазоне коротких волн впервые оказалось возможным построить антенны направленного действия, позволяющие получить большой выигрыш по мощности.

Подавляющее большинство служебных радиостанций работает телеграфом, поскольку при одинаковой мощности телеграфная работа позволяет осуществлять бо́льшую дальность связи вследствие лучшего использования передатчика и малой полосы пропускания приемников телеграфных сигналов. Последнее обстоятельство дает возможность получить лучшее отношение сигнала к шуму, а следовательно, и более высокую чувствительность приемника.

В настоящее время все важнейшие города нашей страны связаны магистральными (т. е. действующими в определенных направлениях) линиями связи, работающими преимущественно на коротких волнах.

В современных связных радиостанциях все шире и шире применяются частотная манипуляция, обеспечивающая высокую помехозащищенность линии связи, и радиотелефонная работа на одной боковой полосе частот, что позволяет получить большой выигрыш в мощности передающей станции.

С появлением электронных ламп в начале 20-х годов начинает бурно развиваться радиовещание, которому огромное внимание было уделено с первых же дней установления советской власти в нашей стране. В письме А. М. Бонч-Бруевичу в 1920 г. В. И. Ленин писал: «Пользуюсь случаем, чтобы выразить Вам глубокую благодарность и сочувствие по поводу большой работы радиоизобретений, которую Вы делаете. Газета без бумаги и «без расстояний», которую Вы создаете, будет великим делом. Всяческое и всемерное содействие обещаю Вам оказывать этой и подобным работам».

Интенсивные работы по развитию радиовещания привели к тому, что уже в 30-х годах наша страна вышла на первое место в мире по мощности радиовещательных станций. Радиовещание также завоевывает постепенно диапазоны длинных, затем средних и коротких волн. При этом скоро возникает острая проблема «тесноты в эфире», которая заставляет искать выход в освоении диапазона ультракоротких волн. Основная трудность, с которой здесь пришлось столкнуться, заключалась в ограниченном радиусе действия ультракоротковолновых радиостанций. В настоящее время эту трудность преодолевают путем создания сети маломощных радиостанций, располагаемых на расстояниях в несколько десятков километров друг от друга и последовательно ретранслирующих передачи одной из станций.

Для радиосвязи и радиовещания диапазон ультракоротких волн оказался привлекательным из-за возможности построения многоканальных радиолиний, позволяющих проводить одновременно множество независимых друг от друга передач с помощью одной сети радиостанций. В этом диапазоне можно осуществлять высококачественное вещание вследствие малого уровня атмосферных и промышленных помех и возможности использования таких видов модуляции, как частотная, позволяющая ослабить действие помех. Наконец, в этом диапазоне можно легко создавать малогабаритные остронаправленные антенны. Все эти обстоятельства приведут в недалеком будущем к тому, что все местное вещание будет переведено в диапазон ультракоротких волн.

За последние годы было создано огромное число самых разнообразных специальных ультракоротковолновых радиостанций, используемых на производстве, транспорте, в морском и воздушном флоте и т. п. Большой интерес представляет этот диапазон и для любительской работы. Радиолюбителям отведено несколько участков ультракоротковолнового диапазона, включая дециметровые и сантиметровые волны.

14-2. ТЕЛЕВИДЕНИЕ

В настоящее время широкое распространение получило телевидение. Сотни телевизионных радиостанций регулярно ведут передачи, которые смотрят сотни миллионов зрителей. Каким же образом осуществляется передача изображения на расстояние?

Прежде всего производится преобразование изображения в последовательность электрических сигналов, которые затем модули-

руют колебания генератора высокой частоты. В приемнике производится обратное преобразование: высокочастотные модулированные колебания детектируются и полученный сигнал преобразуется в видимое изображение.

Для того чтобы передать некоторый движущийся объект, пользуются кинематографическим эффектом, осуществляя передачу его изображения несколько десятков раз в секунду. Каждое такое изображение называют **кадром**. Передать весь кадр сразу не представляется возможным, поэтому его разбивают на отдельные мелкие элементы, которые передаются в определенной последовательности.

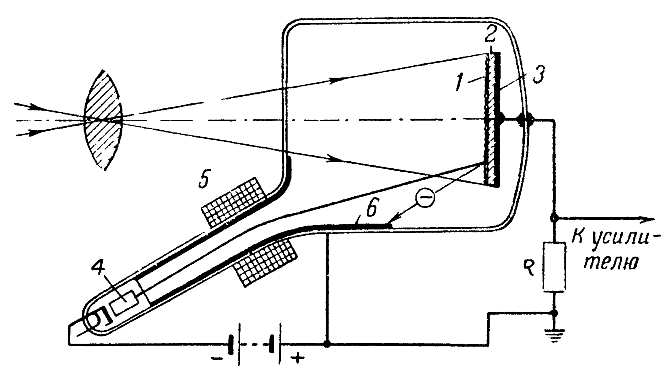


Рис. 14-1. Передающая телевизионная трубка (иконоскоп).

Преобразование изображения каждого кадра в последовательность электрических сигналов производится с помощью передающей электронной трубки — **иконоскопа**, изобретенного в 1931 г. в СССР С. И. Катаевым (рис. 14-1). Оптическая система проецирует изображение передаваемого объекта на экран *1*, заключенный в вакуумную трубку. Экран образован мозаикой из мельчайших фотокатодов, представляющих собой крупинки серебра, активированные цезием, которые нанесены на тонкую слюдяную пластинку *2*; с другой стороны от нее помещена металлическая пластина *3*.

Когда изображение проецируется на мозаику, из каждого ее элемента вылетают электроны, число которых пропорционально интенсивности падающего света. Эти электроны попадают на анод *6* трубки. При этом элементы мозаики приобретают положительные заряды, которые притягивают к пластине *3* пропорциональные отрицательные заряды. Создается система элементарных конденсаторов, заряженных до различного потенциала.

Снизу, в узкой части трубки, помещен электронный прожектор *4*, состоящий из оксидного катода, ускоряющих и фокусирующих электродов. Узкий пучок электронов, созданный прожектором, проходит в поле двух взаимно перпендикулярных систем отклоняющих катушек *5*, в которых протекают пилообразные импульсы тока. В системе катушек, вызывающих отклонения электронного пучка в горизонтальном направлении, импульсы имеют длительность, в несколько сотен раз меньшую длительности импульсов в цепи катушек, вызывающих движение пучка в вертикальном направлении.

В результате одновременного действия отклоняющих систем электронный пучок пробегает экран по «строчкам», смещаясь постепенно вниз, подобно тому, как мы прочитываем страницу книги. Попадая на заряженный положительно элемент мозаики, пучок разряжает его, вследствие чего уходит и соответствующий заряд с пластины *3* через сопротивление R, создавая на нем некоторое напряжение, пропорциональное заряду, т. е. освещенности разряжаемого элемента мозаики. После усиления это напряжение используется для модуляции колебаний передатчика.

В радиоприемном устройстве на выходе детектора выделяется напряжение, пропорциональное сигналу, модулирующему колебания передатчика. Сделать его видимым позволяет приемная электронная трубка — кинескоп, которая была впервые предложена в 1907 г. в России Б. Л. Розингом.

В кинескопе так же, как в передающей трубке, имеется электронный прожектор, снабженный управляющим электродом, напряжение на котором определяет плотность тока в пучке (рис. 14-2). Последний падает на экран, представляющий собой тонкий слой вещества, нанесенного на широкое дно трубки, способного светиться при попадании на него электронов. В месте падения электронного пучка экран светится, причем яркость его свечения пропорциональна потенциалу на управляющем электроде трубки, создаваемому продетектированным и усиленным напряжением. Две системы вертикального и горизонтального отклонения заставляют пучок обегать весь экран последовательно строчка за строчкой так, как обегает мозаичный экран электронный пучок в передающей трубке.

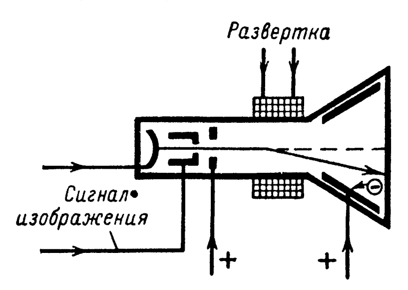


Рис. 14-2. Приемная телевизионная трубка (кинескоп).

Успешное воспроизведение изображения возможно только в том случае, если электронные пучки в передающей и приемной трубках движутся строго синхронно. Это достигается посылкой специальных импульсов, синхронизирующих начало воспроизведения кадров и начало и конец прохождения строк.

В связи с тем, что электронный пучок проходит отдельные элементы мозаики, перемещаясь с большой скоростью, сигналы, снимаемые с них, имеют вид весьма кратковременных импульсов. Для удовлетворительного воспроизведения их приемник должен обладать широкой полосой пропускания, обычно в несколько мегагерц. Поэтому телевидение осуществимо только в диапазоне ультракоротких волн.

Телевидение находит все более и более широкое применение в различных областях науки и техники. Малогабаритные телевизионные камеры могут помещаться в таких местах, где присутствие человека невозможно, например в урановых реакторах, на космических ракетах и т. п. Это позволяет наблюдать недоступные ранее процессы и явления и с помощью аппаратуры телеуправления управлять ими на расстоянии.

В настоящее время происходит внедрение цветного телевидения, что в значительной степени повысит художественную ценность телевизионных передач. Успешно решается и другая важнейшая проблема — проецирование изображения на большой экран. Нет сомнения, что в недалеком будущем возникнет широкая сеть телевизионных театров, где телепередачи будут демонстрироваться на больших экранах. Разрабатываются более сложные передающие трубки, обладающие огромной чувствительностью, с помощью которых становится возможным производить передачи не только из телестудий с повышенной освещенностью сцены, но и с плохо освещенных улиц, залов, стадионов. Создание передающих трубок, чувствительных к инфракрасным лучам, открывает интересную возможность передач затемненных объектов, например, ночью.

В самом недалеком будущем всю страну покроет сеть ретрансляционных телевизионных станций, и города, удаленные друг от друга на тысячи километров, смогут непосредственно обмениваться телевизионными передачами.

14-3. РАДИОЛОКАЦИЯ

В 1897 г., проводя опыты по установлению связи между двумя морскими судами, А. С. Попов обнаружил пропадание связи при прохождении между ними третьего судна. Это привело его к выводу о существовании эффекта отражения радиоволн от препятствий. Явление это было в дальнейшем положено в основу радиолокации — отрасли радиотехники, занимающейся обнаружением и определением координат различных удаленных целей с помощью специальной радиоаппаратуры.

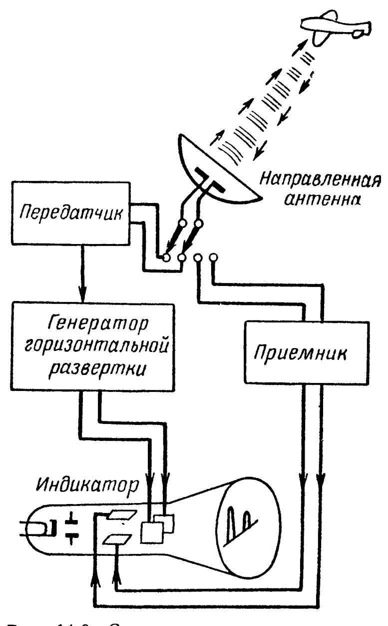


Рис. 14-3. Структурная схема радиолокатора.

Типовая радиолокационная установка содержит в своем составе передатчик, создающий мощные кратковременные радиоимпульсы (рис. 14-3), антенную систему, имеющую острую диаграмму направленности, которая подобно прожектору просматривает пространство, где возможно нахождение цели, а также приемное и индикаторное устройства. Когда излученные электромагнитные волны падают на цель, они частично отражаются. Отраженные волны возвращаются к антенне радиолокатора, которая с помощью специального переключателя во время промежутка между излучением импульсов передатчика подключается на вход приемника. Последний усиливает и детектирует принятые отраженные импульсы и подает их на вход

индикатора, в качестве которого чаще всего используется электронно-лучевая трубка.

В момент излучения передатчиком импульса высокочастотной энергии на индикатор подается импульс, запускающий горизонтальную развертку на трубке и создающий изображение импульса в начале линии развертки. Отраженный импульс приходит спустя время $t = 2D/c$, где D — расстояние до цели, а c — скорость распространения электромагнитных волн. Поэтому его изображение возникает на некотором расстоянии от первого импульса, которое успеет пройти луч по экрану за время t. Зная скорость движения луча, нетрудно определить расстояние до цели по расстоянию между импульсами на экране.

Отраженный импульс имеет максимальную величину на экране индикатора при таком положении антенны, когда максимум ее характеристики излучения направлен на цель. Зная направление на цель и ее расстояние от станции, нетрудно определить ее координаты. Максимум диаграмм направленности обычно не бывает острым, поэтому такой метод не позволяет определять направление на цель с большой точностью. Более точное определение направления на цель может быть произведено при использовании так называемого **метода равносигнальной зоны**. Он заключается в том, что антенная система составляется из двух антенн с острыми диаграммами направленности, которые направлены друг относительно друга под небольшим углом α (рис. 14-4). Обе антенны жестко связаны и вращаются как одно целое. Когда цель находится в направлении биссектрисы угла α, отраженные от нее волны принимаются обеими антеннами с одинаковой интенсивностью: небольшие отклонения от этого направления приводят к значительным изменениям разности сигналов, принимаемых антеннами.

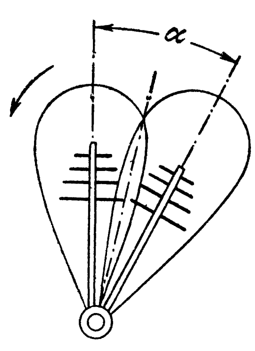


Рис. 14-4. Антенная система для определения направления по методу равносигнальной зоны.

Различные объекты отражают электромагнитные волны по-разному. Особенно интенсивно отражают их металлические строения — мачты, мосты и т. п. Гладкие водные поверхности отражают их по оптическим законам зеркального отражения. Неровные поверхности создают рассеянное отражение радиоволн. Разный характер отражения радиоволн используется в самолетных **панорамных локаторах** с узкой в горизонтальной и широкой в вертикальной плоскости диаграммой направленности антенны, устанавливаемой под корпусом самолета, которая, поворачиваясь около вертикальной оси, «просматривает» земную поверхность (рис. 14-5, *а*). Отраженные импульсы приходят обратно с запаздыванием, пропорциональным наклонной дальности от самолета до места отражения.

В индикаторе используется радиально-круговая развертка, при которой луч пробегает экран от центра к периферии в том направлении, по которому в это время ориентирована антенна. Из-за того что она вращается сравнительно медленно, экран трубки покрывают составом с большим временем послесвечения. В отсутствие отраженного сигнала трубка заперта и экран не светится. Отраженные сигналы

отпирают трубку и модулируют яркость засветки пропорционально их интенсивности. Вследствие этого на экране индикатора возникает своеобразное «радиолокационное» изображение местности под самолетом. Сличая его с картой, нетрудно распознать характерные очер-

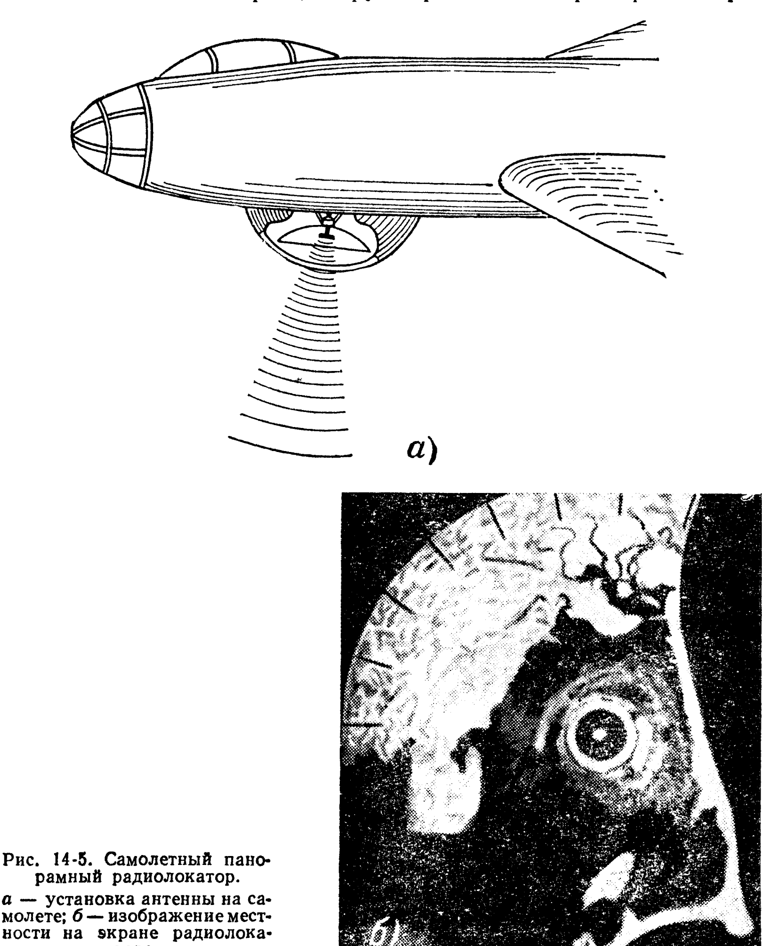


Рис. 14-5. Самолетный панорамный радиолокатор.

а — установка антенны на самолете; *б* — изображение местности на экране радиолокатора.

тания озер, рек, мостов через них, городов, больших строений и т. п. (рис. 14-5, *б*).

Однако радиолокационное изображение местности, полученное на волне 3 *см* (рис. 14-5), все же сильно отличается от фотографического и часто требует специальной расшифровки. Это определяется сравнительно большой шириной диаграммы направленности антенн

и также относительно большой длительностью импульсов, излучаемых локатором. Ширина луча и длительность импульсов могут быть уменьшены при переходе к более коротким волнам. В настоящее время производится интенсивное освоение диапазонов миллиметровых и субмиллиметровых волн. Изображение местности на экране локатора миллиметрового диапазона уже напоминает нечеткий фотографический снимок. Например, на панораме аэродрома можно различить легкие и тяжелые самолеты.

Новейшие радиолокационные устройства, основанные на несколько иных принципах, позволяют получить сверхвысокую разрешающую способность, при которой изображение местности почти не отличается от фотографического. Поэтому часто говорят о появлении «радиовидения». Такое радиовидение может производиться в темноте и почти не зависит от метеорологических условий.

Это дает возможность штурману самолета уверенно ориентироваться и определять свое местоположение в отсутствие прямой видимости, ночью и когда земля скрыта туманом или облаками.

Для облегчения работы штурмана на важнейших трассах устанавливаются радиомаяки, которые в ответ на приходящие импульсы самолетного локатора излучают кодированные импульсные сигналы, создающие характерную отметку на экране индикатора в месте, соответствующем расположению маяка.

В наше время подавляющее большинство самолетов и морских судов снабжается радиолокационными установками, которые облегчают их вождение, предупреждают о приближении к препятствиям и встречным судам, позволяют с большой точностью определять расстояние до берега или высоту самолета над поверхностью земли, ледоколам находить проходы в ледяных полях и т. п. Однако навигационные задачи решаются главным образом специальными установками, использующими несколько иные принципы.

14-4. РАДИОНАВИГАЦИЯ

В первый период развития авиационной радиотехники самолеты и суда не имели на борту радионавигационного оборудования. Для определения своего местонахождения они посылали радиограмму — запрос на радиопеленгаторные станции, расположенные в определенных пунктах вдоль основных трасс. Два радиопеленгатора, определив направление на самолеты (рис. 14-6), давали необходимые данные для определения их местонахождения.

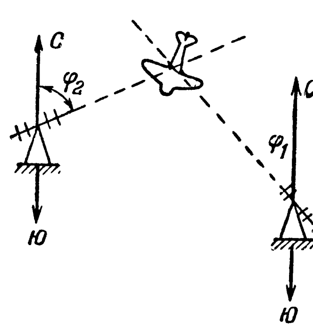


Рис. 14-6. Пеленгация самолета двумя радиостанциями.

Основным элементом пеленгатора является антенная система, которая позволяет определять с достаточной точностью направление на самолет или судно по излучаемому им сигналу методом равносигнальной зоны или иным образом.

На всех современных самолетах ставятся радиовысотомеры,

которые позволяют с точностью, недоступной для барометрических приборов, непрерывно измерять высоту полета над землей. Принцип их действия основан на измерении времени прохождения электромагнитных волн от самолета до земли и обратно.

В конце 30-х годов на самолетах появились весьма ценные навигационные приборы — радиокомпасы. Они представляют собой радиоприемные устройства, выполняющие роль автоматических радиопеленгаторов. Если настроиться на волну некоторой радиостанции, радиокомпас будет показывать на стрелочном индикаторе угол между направлением продольной оси самолета и направлением на радиостанцию. Для определения направления на радиостанцию обычно используют вращающуюся рамочную антенну. Вдоль важнейших трасс и на аэродромах устанавливаются специальные радиопередатчики — маяки, ориентируясь по которым, летчик может легко определить курс и местонахождение самолета.

Высокую точность определения координат самолетов дают так называемые гиперболические дальномерно-разностные системы радионавигации. Они составляются из трех стационарных наземных передатчиков, размещаемых на значительных расстояниях друг от друга (рис. 14-7). На самолете устанавливают радиоприемное устройство, которое принимает сначала сигналы станций *A* и *B*, а затем *A* и *C*. Станция *A*, называемая «ведущей», излучает импульсы, синхронизирующие посылки импульсов «ведомыми» станциями *B* и *C*. На самолете имеется еще приемное устройство с индикатором (электронно-лучевой трубкой), позволяющим измерить запаздывание момента прихода импульсов от ведущей и от каждой из ведомых станций. Штурман снабжается специальными полетными картами с нанесенными линиями, вдоль которых разность хода импульсов сохраняется неизменной. Они образуют два семейства пересекающихся гипербол (штриховые и сплошные кривые на рис. 14-7). Определив разность хода сигналов двух пар радиостанций, штурман по карте может найти местоположение самолета.

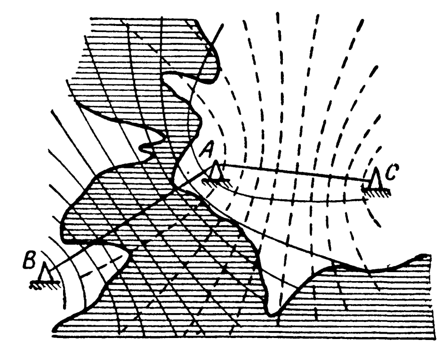


Рис. 14-7. Схема гиперболической системы радионавигации.

Для того чтобы летчик имел возможность произвести посадку самолета на аэродром в отсутствие видимости, на определенных расстояниях от взлетно-посадочной полосы устанавливают так называемые маркерные маяки. На самолете имеется специальный приемник, на выходе которого ставится звонок. Прохождение каждого из маркеров отмечается определенным звуковым сигналом. Посадка самолета может осуществляться летчиком по показаниям стрелочного индикатора, стоящего на выходе двух приемников, принимающих сигналы курсового маяка, по которым летчик выдерживает курс вдоль посадочной полосы, и приемника, принимающего сигналы глиссадного маяка, по излучению которого

производятся снижение и посадка самолета. Таким образом, современные средства радионавигации позволяют осуществлять уверенное вождение самолетов, привод их на аэродром и посадку в любых метеорологических условиях и в отсутствие видимости.

14-5. РАДИОТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ

Полеты со сверхзвуковыми скоростями, достижение высот в десятки и сотни километров, изучение глубин океанов, контроль и управление сложнейшими производственными процессами и целый ряд других важнейших задач, выдвигаемых развитием современной науки и техники, не могут быть успешно решены, если нет возможности осуществлять контроль и управление различными объектами на расстоянии.

Ввиду того что для управления каким-либо процессом, как правило, необходимо одновременно регулировать несколько величин, определяющих режим работы управляемого объекта, очевидно, что радиолинии телеуправления должны быть многоканальными.

При малом числе каналов чаще всего их разделяют по частоте. Осуществляется это следующим образом. Частота модуляции, создаваемой управляющими сигналами F, обычно весьма низкая. С этой частотой производится модуляция в первом канале (рис. 14-8, *а*). Передача управляющего сигнала второго канала производится не непосредственно, а после преобразования его частоты. Для этого сигнал

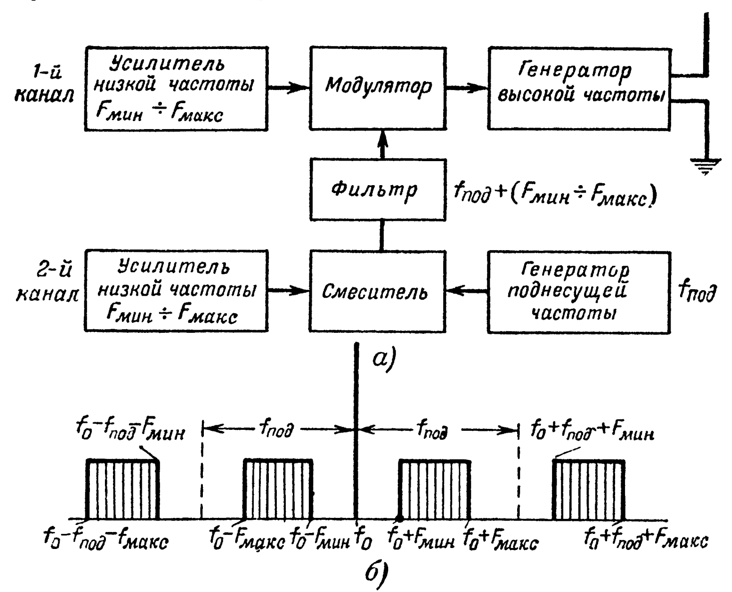


Рис. 14-8. Передача сигналов линии телеуправления с частотным разделением каналов.

а — структурная схема передатчика; *б* — спектр частот колебаний, передаваемых по двум каналам.

с частотой модуляции сперва преобразуют, используя сигнал специального генератора постоянной, так называемой **поднесущей** частоты $f_{под}$, превышающей максимальную частоту управляющего сигнала $F_{макс}$. На выходе преобразователя ставят фильтр, выделяющий комбинационную частоту $f_{под} + F$, которая и подается на модулятор. Поскольку $f_{под} > F_{макс}$, то частоты модуляции первого и второго каналов оказываются разделенными (рис. 14-8, *б*). Таким же образом можно передать сигналы еще по нескольким независимым каналам. При этом в каждом канале используется своя все более и более высокая поднесущая частота.

В приемном устройстве для разделения каналов на выходе детектора ставят фильтры на полосы частот от $F_{мин}$ до $F_{макс}$ и от $f_{под} + F_{мин}$ до $f_{под} + F_{макс}$. Для получения на выходе второго и всех следующих каналов нормальной частоты модуляции отфильтрованные частоты понижают путем их преобразования, используя колебания с частотой той же поднесущей и выделяя разностные частоты.

Закон управляющего сигнала в каждом канале может передаваться путем амплитудной, частотной или фазовой модуляции. Число каналов при частотном методе разделения ограничено допустимой шириной полосы пропускания приемника и передатчика. При большом числе каналов чаще прибегают к временно́му разделению каналов с использованием различных видов импульсной модуляции.

После разделения каналов в приемном устройстве и детектирования управляющее напряжение усиливается и подается на исполнительный механизм.

Для контроля за управляемым объектом на нем устанавливается передатчик многоканальной **телеметрической линии**, передающий на пункт управления показания измерительных приборов.

В некоторых случаях управление объектом выполняется устанавливаемым на нем автоматическим прибором. Например, на вооружении современных армий находятся так называемые самонаводящиеся реактивные снаряды. Они снабжаются миниатюрной радиолокационной установкой, показания которой обрабатываются автоматическими устройствами и превращаются в сигналы, управляющие механизмами, которые изменяют режим полета. Такие снаряды самостоятельно отыскивают цель, следуют за ней и, подойдя к ней, взрываются.

Технике телеуправления принадлежит большое будущее: управление аппаратурой, установленной на искусственных спутниках Земли и межпланетных кораблях, управление процессами добычи полезных ископаемых на дне морей и др.

14-6. ДРУГИЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИКИ

Радиотехнические методы в настоящее время проникли в большинство современных отраслей естественных наук и техники, так что перечислить все области применения радио в кратком очерке не представляется возможным.

Радиотехнические устройства помогают физикам регистрировать космические лучи и получать в гигантских ускорителях ядерные частицы, обладающие огромной энергией. Мощные генераторы высокой частоты можно сейчас встретить на машиностроительных и инструментальных заводах. Поверхность металлических изделий в

поле токов высокой частоты сильно нагревается. После быстрого охлаждения она закаляется, приобретая необходимую твердость. Внутренняя же часть изделия остается незакаленной, сохраняя упругие свойства стали. Электрическое поле ультравысокой частоты используется в медицине при лечении ряда воспалительных процессов. Колебания сверхзвуковых частот, создаваемые специальным генератором, позволяют наиболее экономично и быстро производить очистку и мытье различных деталей, тканей. Использование радиотехнической аппаратуры часто позволяет геологам исследовать строение слоев земной поверхности, не прибегая к трудоемкому и дорогому бурению.

За последние годы возникла и бурно развивается новая отрасль радиоэлектроники — квантовая электроника. Использование физических явлений в кристаллах, газах и полупроводниках позволило создать новые типы генераторов колебаний самых различных диапазонов, включая диапазон световых волн. Эти генераторы обладают исключительно высокой стабильностью частоты и монохроматичностью генерируемых колебаний. Последнее свойство при малой длине волны световых колебаний дает возможность концентрировать излучение в очень узкие лучи, что позволяет создавать в них огромные плотности энергии. Подобные лучи способны проплавлять на значительных расстояниях металлические листы. Медики используют их как тончайшие скальпели, а физики надеются возбудить ими термоядерные реакции.

Огромная частота несущих колебаний в оптическом диапазоне позволяет с помощью одного передатчика осуществлять передачу в десятках тысяч независимых каналов.

Квантовые усилители благодаря исключительно малому уровню собственных шумов обладают максимальной чувствительностью. Поэтому квантовая электроника открывает возможности решения задачи о связи на космические расстояния.

Это перечисление можно было бы продолжить дальше, но нам хочется в заключение обратить особое внимание читателя на бурно развивающуюся в последние годы технику электронных вычислительных машин.

Многие процессы в природе описываются чрезвычайно сложными и громоздкими уравнениями. Решить их в общем виде не представляется возможным, а использование приближенных методов решения требует напряженной и длительной работы большого числа вычислителей, в результате чего к моменту получения решения сама задача часто устаревает. Например, в настоящее время разработана весьма совершенная теория прогнозирования погоды. Составление краткосрочных прогнозов погоды сводится к нахождению решения системы большого числа уравнений, в которые вносятся показания от многочисленных метеорологических наблюдательных пунктов. Решение этой системы с достаточной точностью обычными методами требует при реально возможных штатах вычислителей в институтах прогнозов такого времени, что полученный результат оказывается не прогнозом, а проверкой того, что уже произошло.

Ввиду этого при анализе некоторых процессов раньше шли либо на сокращение числа уравнений или упрощение их вида, что снижало точность полученных результатов, либо для отыскания нужного решения прибегали к постановке многочисленных и дорогих экспериментов. Так, например, математическое решение задачи о нахождении

наивыгоднейшей формы гребного винта для новых судов столь сложно, что эту задачу решали в основном созданием десятков и сотен моделей винтов и их практическим испытанием. Электронная вычислительная машина позволяет найти наивыгоднейшую форму винта в течение нескольких часов. Она позволяет решать сложнейшие уравнения и системы уравнений за время, исчисляемое десятками секунд или минутами.

Развитие современной науки и техники невозможно мыслить без самого широкого использования вычислительных машин. Следует отметить, что принцип их построения несложен, но они пока еще очень громоздки, так как состоят из схем на сотнях и тысячах электронных ламп или транзисторов.

Но за последние годы наметился огромный прогресс и в решении задачи уменьшения размеров машин, их веса и потребляемой энергии. Это достигнуто благодаря разработке м и к р о м о д у л е й — функциональных узлов на твердом теле, которые в объеме, измеряемом единицами кубических сантиметров, содержат такие устройства, как блокинг-генератор, мультивибратор, усилитель и т. п. Еще более заманчивые перспективы в том же направлении обещает использование пленочных узлов. В недалеком будущем вычислительные машины, занимавшие ранее целые здания, смогут разместиться на одном или нескольких столах.

Колоссальные возможности «памяти» позволили создать электронные машины, которые переводят с одного языка на другой. Подобные машины оказывают громадную помощь человеку, разгружая его от целого ряда сложных, трудоемких работ, выполняя их точно и быстро. Все шире и шире применяются электронные машины для автоматизации производственных процессов. Строятся полностью автоматические цехи и заводы. Разработаны электронные машины, управляющие всеми производственными процессами уже не одного, а целой группы заводов.

Созданы и такие электронные устройства, которые обладают способностью самообучения, т. е. выработке новых свойств. Поэтому возникло даже выражение, что машина «родит» другую машину. Это, конечно, неверно: машину создает человек, вооруженный современной техникой; успехи ее в значительной степени определяются замечательными достижениями радиотехники, родиной которой является наша страна.

Изюмов Николай Михайлович, Линде Дмитрий Павлович

Основы радиотехники. М.-Л., издательство «Энергия», 1965, 480 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 578).
Тематический план 1964 г., № 381

* * *

Редактор *Ф. И. Барсуков* Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в пр-во 26/I 1965 г. Подписано к печати 30/IV 1965 г. Формат бумаги 84×108[1]/32 24,6 печ. л. 34,6 уч.-изд. л. Т-06516. Тираж 200 000 (1—100 000) экз.
Цена 1 р. 53 к. Зак. 1498

Ленинградская типография № 1 «Печатный Двор» имени А. М. Горького Главполиграфпрома Государственного комитета Совета Министров СССР по печати, Гатчинская, 26.

1 р. 53 к.